

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий»

На правах рукописи



Головина Евгения Юрьевна

**МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ
ДАННЫХ В ВЫДЕЛЕННЫХ ПОДСЕТЯХ НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЮЩИХ
ЧИРПИРОВАННЫХ ОПТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ**

Специальность 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Виноградова И.Л.

УФА – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

	стр.
ВВЕДЕНИЕ	4
Глава 1. <i>Анализ современного состояния волоконно-оптических- радиоэфирных систем связи городского масштаба</i>	16
1.1. Оптическое управление в телекоммуникациях: значение для воло- конно-оптических и RoF-систем	16
1.2. Принцип дробной лямбда-коммутации в рамках пакетно- коммутируемых сетей – в оптическом домене и при управлении ра- диосегментами	25
1.3. Выделенные подсети (VLAN) для высокоскоростных систем связи и компонентная база для их реализации	36
1.4. Выбор оптического эффекта для создания дополнительного ресурса передачи в короткоsegmentных сетях городского масштаба	45
1.5. Выводы по главе I и постановка задач исследований	50
Глава 2. <i>Разработка технических принципов построения волоконно- оптического интерференционного высокоизбирательного устройства для демультиплексирования и анализ его сетевого приложения</i>	53
2.1. Телекоммуникационная задача, требующая применения волоконно- оптического устройства высокоизбирательного демультиплексиро- вания	53
2.2. Моделирование волоконно-оптического устройства для высокоизби- рательного демультиплексирования	60
2.3. Методика моделирования 3D-показателя преломления смесителя во- локонно-оптического устройства в программе HFSS	72
2.4. О сходимости точности численного решения модели	76
2.5. Расчет информационной емкости и задержек передачи пакетов при использовании разработанного волоконно-оптического устройства	81
2.6. Выводы к главе II	89
Глава 3. <i>Разработка RoF-сегментов с ФИМД-управлением, обеспечиваю- щих снижение задержек передачи сигналов для радиоVLAN</i>	92
3.1. Концепция формирования в RoF-сегменте выделенных подсетей с	

управлением на физическом уровне	92
3.2. Анализ стабильности генерирования и преобразования оптических ФИМД-сигналов на базе классического RoF-сегмента, основанного на применении двух лазеров	95
3.3. Методы построения RoF-сегмента с оптическими ФИМД-сигналами, обеспечивающие генерацию радиочастот в широком диапазоне, с применением единственного источника оптического излучения	107
3.3.1. Применение источника оптического излучения с широким спектром и вырезающих полосовых фильтров	107
3.3.2. Применение узкополосного источника оптического излучения и системы сдвига оптической длины волны	116
3.4. Предложенный RoF-сегмент с ФИМД-сигналами как сетевое окончание MAN(xPON)	118
3.5. Метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала на базе эрбиевого ВОУ	133
3.6. Выводы к главе III	144
Глава 4. <i>Практическое приложение адаптивного RoF-сегмента с ФИМД-сигналом и оценка возможности его передачи по городской сети</i>	147
4.1. Задача полностью оптической передачи сигналов для связи и управления сегментом технологической сети	147
4.2. Метод обеспечения адаптивности радиолинии технологического сегмента с применением RoF-технологии и ФИМД-сигналов	151
4.3. Моделирование параметров амплитудно-модулированных оптических ФИМД-сигналов на разветвлённой ВОЛП-RoF, предназначенных для применения на городских сегментах	165
4.4. Моделирование QoS-показателей для сегмента MAN(xPON)-RoF с разветвленно-коммутируемой ВОЛП-топологией и ФИМД-сигналами, и выработка рекомендаций по определению протокола маршрутизации	175
4.5. Выводы к главе IV	185
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	188
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	190
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	209
ПРИЛОЖЕНИЯ	212

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Развитие роботизированных систем и искусственного интеллекта привело к появлению приложений, не имевших аналогов ранее, которые требуют высоких скоростей взаимодействия с сетью за наносекундные времена и даже меньшие. В частности, это – различные автоматизированные системы, в ситуациях, когда информационный обмен осуществляется не только в контуре «удалённый оператор – оконечное устройство», но и непосредственно между автоматическими объектами, исключая вмешательство человека, а также технология beamforming в 5/6G наряду с использованием оптически управляемых антенных решеток для радиосетей миллиметрового диапазона [1, 2], оптические коммутационные системы в ЦОДах (Data Center) [3], и так далее. Для обеспечения такового применяются быстродействующие аппаратные средства, специализированные алгоритмы и программные коды, и все это безусловно дает определенный результат, но, как показано при теоретическом анализировании работы сетей [4], наилучшим результатом в ускорении упомянутых процессов является снижение уровня OSI, на котором выполняется операция. Отсюда понятно, что актуализируется применение оптических технологий, но не только (и не столько!) в концепции волоконно-оптических сетей (ВОС), сколько – в виде полностью оптических сетей (AON¹–All Optical Networks [5 – 8]) и фотонных технологий [9 – 12]. Как часть последнего можно рассматривать радиофотонные технологии и средства (РФС) [13], обеспечивающие возможность эффективно генерировать и преобразовывать (управлять) высокочастотные² и широкополосные³ (ШП/СШП) сигналы на уровне оптической линии. На сегодняшний день РФС нашли применение в самых разных областях, включая телекоммуникации. Сложившаяся в отрасли практика закрепила за подобными системами термин Radio-over-Fiber (RoF)⁴. Несмотря на то что универсальные нормативные документы до сих пор не выработаны, состоятельность подхода уже не вызывает сомнений: его рассматривают как

¹ В системах AON оптика отвечает не только за передачу сигналов, но и за управления ими. Можно сказать, что решение задач канального и сетевого уровня обеспечивается средствами физического уровня. Эта тенденция, а именно – понижения уровня (по OSI) управления уже зарекомендовала себя как очень эффективная, примером может служить переход от традиционной маршрутизации к λ MPLS.

² Под высокочастотной радиосвязью в настоящее время понимается уже не только диапазон 1...10 ГГц, но и в большей степени – до 110 ГГц и выше (по вновь вводимым перспективным регламентам – до 300 ГГц).

³ В настоящее время широкополосные сигналы (главным образом – радиосигналы) – это такие, для которых спектральная ширина канала составляет 200...500 МГц. Эта категория развита до так называемых сверхширокополосных сигналов (СШП) со спектральной шириной от нескольких ГГц до 10 ГГц и выше.

⁴ Или то же самое – волоконно-оптические-радиоэфирные системы, дословный перевод: «радио по оптоволокну».

многообещающую основу для подключения конечных абонентов и решения задачи «Последней Мили», и он же неплохо зарекомендовал себя в задачах наблюдения и построения технологических контуров. Особую актуальность системы связи на базе RoF приобретают при формировании и распределении сигналов на антенные решетки (АР) и удаленные антенны. Внедрение волоконно-оптических технологий позволяет свести к минимуму использование электрических СВЧ-цепей, что ускоряет работу сети, облегчает обработку сверхширокополосных и сверхвысокочастотных сигналов и способствует уменьшению размеров аппаратной логики. Опора на физические процессы и компоненты закладывает в RoF предрасположенность к бесконфликтному объединению с All Optical Networks. В такой связке открываются большие перспективы строительства современных инфраструктурных решений в области связи. Поэтому **волоконно-оптические короткосегментные (<50км) сети и системы Radio-over-Fiber (RoF), включая – сегменты технологического назначения являются объектом исследования** в данной работе.

Для полноценного внедрения AON и AON-RoF необходимы компоненты с малым временем перестройки и преимущественно оптические схемы адаптивной генерации и преобразования сигналов в широкополосном высокочастотном диапазоне, совмещающие в себе конфиденциальность передачи с низкими эксплуатационными расходами и простотой использования. Требуется создание архитектурных решений, которые расширят возможности систем AON и AON-RoF. Эти решения должны включать в себя механизмы для поддержки различных каналов управления, отличающихся по своему назначению и объему передаваемой информации, а также для управления трафиком и маршрутизацией, в том числе в радиосетях, для управления диаграммой направленности (ДН) антенных решёток и частотными характеристиками излучаемого радиосигнала, включая механизмы нереляционного управления [5].

При реализации перечисленных требований необходимо экономить телекоммуникационный ресурс в его традиционном смысле и одновременно наращивать возможности интеграции новых сегментов в существующие, главным образом в сегменты пассивных оптических сетей (xPON), где сбережение λ -ресурса из-за xWDM актуально. Это даст возможность применить уже развёрнутые сети для удалённого управления промышленными объектами и тем самым существенно удешевить их информационную оснастку. Поэтому **решение таких задач, как**

оптическое управление волоконно-оптическими и Radio-over-Fiber сегментами с применением функции чирпа оптического импульса (или то же: функции изменения мгновенной длины волны (частоты) оптического импульса (ФИМД)), а также создание адаптивно перестраиваемых сегментов специализированных сетей (MAN – xPON – DC-FC – DC-SDN-FC(F λ S) – RoF) и моделирование работы последних, является предметом исследования диссертации.

Под специализированными сетями в работе понимается совокупность городских сетей (Metropolitan Area Network, MAN), пассивных оптических сетей (xPON), соединений центров обработки данных на базе технологии Fibre Channel (FC), базирующейся на распараллеливании процессов (DC-FC), реконфигурируемых оптических сетей центров обработки данных с дробным λ -переключением (F λ S), использующих программно – определяемую сеть (Software-Defined Networking, SDN) и технологию Fibre Channel (DC-SDN-FC(F λ S)), а также волоконно-радиоэфирных сегментов (RoF), работающих в соответствии со стандартами G.703, IEEE 802.3ba и IEEE 803.2ae.

Следует, однако, признать, что при всех очевидных и экспериментально подтверждённых плюсах AON и AON-RoF есть много научных вопросов, касающихся построения управляющих механизмов, которые базируются на процессах физического уровня. Но так как последние неизбежно будут затрагивать ресурс системы связи, который и без того является весьма дефицитным, то чрезвычайно актуальным является задача изыскания дополнительного физического ресурса, который потенциально может быть задействован под нужды управления сетью. Сказанное весьма актуально для сетей с VLAN, которые присутствуют в большинстве современных сетей.

Согласно обзорам научных публикаций последних лет, в качестве дополнительного телекоммуникационного ресурса, востребованного в радиофотонных системах, коротких волоконно-оптических линиях связи и полностью оптических сетях (AON), всё чаще предлагаются: 1) орбитальный угловой момент (orbital angular momentum – OAM) электромагнитной волны [14–16 и др.]; 2) время-частотная характеристика электромагнитного сигнала (ВХЧ или *чирп*) – изменение мгновенной длины волны излучения [17–20]. Но если принять во внимание, что важным фактором является использование традиционных⁵, сигналов в воло-

⁵ Сигналы/пакеты с параметрами по G.703/ IEEE 802.3ba/ IEEE 803.2ae.

конно-оптических линиях, или, по крайней мере, введение новых методов управления должно минимизировать отхождение от таковых и в основном базироваться на применении традиционной аппаратной структуры сетей, то использование чирпирования представляется более целесообразным. Здесь необходимо заметить, что чирпированные оптические сигналы уже в немалой степени применяются в телекоммуникациях – для решения задач физического уровня – компенсации хроматической дисперсии [17, 18], сжатия импульсов [19] и подобных. Но настоящая работа направлена на изучение возможности использования оптического чирпа (точнее, функции изменения мгновенной длины волны, ФИМД) для формирования дополнительного телекоммуникационного ресурса. Такой ресурс позволит организовать каналы управления и служебные функции в сегментах AON и AON - RoF. Следовательно, ФИМД предлагается использовать не для задач физического уровня OSI, а для задач транспортного, канального и сетевого уровней, но с использованием процессов физической линии, что и составляет базовую новизну диссертации.

Это особенно актуально в связи с тем, что поиск дополнительных возможностей оптического сигнала связывается с более детальным исследованием его физических свойств. Такой подход представляется обоснованным, поскольку оптический сигнал, в отличие от электрического сигнала в проводящих средах, обладает существенно более сложной и многомерной природой. В данном контексте чирп представляет значительный интерес как объект дальнейших исследований и практического использования. Его потенциал не ограничивается традиционной задачей компенсации дисперсионных искажений: рассматриваются также возможности его применения для реализации логических операций⁶, управления параметрами сигнала и построения переключающих устройств.

Степень разработанности темы подтверждается рядом ключевых результатов, полученных в данной области исследований. Базовые теоретические положения, связанные с развитием радиофотонных систем и внедрением концепции Radio-over-Fiber в телекоммуникационные сети, сформированы в работах А.Д. Коопер [21], а полностью оптические сети введены в науку Biswanath Mukherjee [5]. Дальнейшее развитие технологий RoF и AON связано с исследованиями как зарубежных учёных (Karthikeyan R., Plettemeier D., Roberto Llorente, Prakasam S., Agrawal G., Idelfonso Tafur Monroy, Paolo Rocca, Kumari N.) [1, 17,

⁶ В частности, путем использования чирпа как информационной метки.

22, 23], так и отечественных ученых (Султанов А.Х., Андреев В.А., Виноградова И.Л., Бурдин В.А., Морозов О.Г., Багманов В.Х. и др.) [24 – 26]. Значительное внимание в научной литературе уделяется также обеспечению информационной безопасности корпоративных сетей, применительно к RoF-сегментам эти вопросы были углублены в работах Букашкина С.А. [27].

Изучение проработанности темы подтверждает, что актуально создание адаптивных волоконно-оптических схем для RoF-систем: генерирование и преобразование сигналов, а также управление в сегментах AON для расширения их возможностей.

Цель работы – повышение эффективности передачи данных на основе увеличения информационной ёмкости оптического сигнала, состоящего в применении функции чирпа/ФИМД оптического импульса для управления на канальном/сетевом уровне.

Под эффективностью передачи данных понимаются основные положения системы стандартов QoS (Quality of Service, качество обслуживания) / GoS (Grade of Service, уровень обслуживания), а в настоящей в работе:

1. Снижение задержек передачи информации в выделенных подсетях оптического и радиодиапазона;
2. Повышение адаптивности волоконно-оптических и волоконно-радиоэфирных сегментов (RoF);
3. Повышение информационной ёмкости систем связи с оптической пакетной коммутацией.

Научная новизна работы:

1. Метод управления волоконно-оптическим пакетно-коммутирующим сегментом, основанный на применении процесса физического уровня, *отличающийся* передачей управляющей информации в составе информационных пакетов в виде функции чирпа/ФИМД, обеспечивающий перенаправление пакетов и балансировку трафика в оптическом домене без задействования узлового коммутационного оборудования ядра сети и без изменения существующей инфраструктуры ВОЛС, что способствует снижению задержек пакетов на приеме.

2. Методика построения высокоизбирательного демультимплексора, основанная на неперестраиваемом волоконно-оптическом интерференционном многопортовом устройстве, *отличающаяся* применением ступенчато-скошенной структуры частотно-избирательного элемента (световодного гребенчатого зеркала) и

уточнённым градиентом показателя преломления рабочей области устройства, что позволяет перенаправлять пакеты на ВОЛП с параметрами, соответствующими стандартам оптических сетей, в диапазоне [$\sim 1,6 \cdot 10^{-5}$ нм $\leq \Delta\lambda \leq 5 \cdot 10^{-3}$ нм] и более, в соответствующие выходные световоды без каскадного прохождения сигнала, и уменьшить коммутируемую λ -часть по отношению к применяемой в известных системах с полностью оптической пакетной коммутацией, и увеличить производительность указанных систем связи.

3. Методика управления радиосегментом волоконно-радиоэфирной сети, основанная на применении процесса физического уровня, *отличающаяся* тем, что формирование заданных динамических выделенных подсетей осуществляется без привлечения настроек коммутационного оборудования канального и сетевого уровней с использованием управляющей информации в виде функции чирпа/ФИМД информационных пакетов посредством задействования разработанных: устройства преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны и устройства перенаправления λ -частей на радиоизлучатели.

4. Метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала, базирующийся на волоконно-оптическом усилителе, *отличающийся* применением легированного эрбием оптоволокна с предложенными параметрами, которые найдены при динамическом моделировании свойств активной среды, что обеспечивает режим минимального изменения (смещения) начального уровня усиления (расположения полки усиления) и технически реализуемое преобразование: $\Delta P_s \cong 2,275 \times 10^{-4} [\text{Вт/нм}] \times \Delta\lambda$ вблизи $\lambda_0 = 1532$ нм.

5. Архитектура ВОЛС с ФИМД-управлением, входящих в состав специализированных сетей, основанная на известной топологии пассивных оптических сетей (xPON), *отличающаяся* применением предложенной многоярусной топологии и выработанными требованиями к структуре сегмента и протоколу маршрутизации (по применению разнопутевых алгоритмов и степени узловых соединений), которые получены на основе моделирования процессов физического, канального и сетевого уровней разветвленного сегмента с пакетной коммутацией с учетом свойств ФИМД, что обеспечивает минимизацию искажений функции чирпа/ФИМД в передаваемых информационных пакетах.

Под архитектурой ВОЛС в работе понимаются:

– специализированные сети MAN – xPON – DC-FC – DC-SDN-FC($F_\lambda S$)* – RoF, соответствующие стандартам G.703/ IEEE 802.3ba/ IEEE 803.2ae.

*DC-SDN-FC($F_\lambda S$) – реконфигурируемые оптические сети Центров обработки данных, использующие технологию Fibre Channel (FC), базирующуюся на распараллеливании процессов.

Теоретическая и практическая ценность состоит в разработке метода управления волоконно-оптическим пакетно-коммутирующим сегментом с возможностью нереляционного управления, представляющего интерес для построения сегментов AON и AON-RoF как корпоративного и технологического (включая сети ЦОД), так и общего назначения (сети городского масштаба MAN⁷, включая xPON). Эффект достигается за счет передачи управляющей информации в составе телекоммуникационных информационных единиц, переносимых оптическими амплитудно-модулированными сигналами, при использовании дополнительного информационного ресурса – функции изменения мгновенной длины волны излучения. Разработаны компоненты преобразования, методики расчета их параметров, предложены новые конфигурации сегментов RoF, алгоритмы их функционирования, методики расчета их QoS-показателей, принцип встраивания перечисленных RoF-сегментов в волоконно-оптические сети MAN. С практической точки зрения можно выделить:

– уменьшение коммутируемой λ -части по отношению к применяемой в известных системах с полностью оптической пакетной коммутацией позволяет более чем в 3 раза увеличить производительность указанных систем связи;

– применение ФИМД-управления обеспечивает снижение задержки при переключении оптических пакетов на сегментах ВОЛП, ВОЛП-RoF (в частности, для выделенных подсетей в радиосегменте) с десятков–сотен миллисекунд до единиц наносекунд, что способствует повышению адаптивности сети;

– предложенные методика построения высокоизбирательного демультиплексора и метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала на основе эрбиевого волокна позволяют реализовать полностью оптическое управление фазированными антенными решётками без привлечения дополнительного телекоммуникационного ресурса, что упрощает аппаратную часть абонентских устройств, особенно для подвижных объектов (БПЛА, беспилотный летательный аппарат) и промышленных систем;

– разработанная архитектура ВОЛС с многоярусной топологией, минимизи-

⁷ Сети городского масштаба – Metropolitan Area Networks, куда входят сегменты xPON – DC-FC – DC-SDN-FC($F_\lambda S$) – RoF.

рующей искажения chirпированных сигналов, позволяет внедрять предложенный метод управления в существующие городские сети MAN и сети xPON без их существенной модернизации.

Методология и методы исследования. Получение основных научных результатов диссертации базировалось на комплексном применении математического аппарата, средств вычислительной электродинамики, а также положений, относящихся к теории дифференциальных уравнений и случайных процессов. Исследование сопровождалось проведением компьютерных экспериментов и численных расчётов, направленных на анализ характеристик рассматриваемых моделей. Для реализации вычислительных процедур использовался метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM), реализованный в программной среде Ansys HFSS2020 R2.

Положения, выносимые на защиту:

1. Метод управления волоконно-оптическим пакетно-коммутирующим сегментом, основанный на применении процесса физического уровня с передачей управляющей информации в составе информационных пакетов в виде функции chirпа/ФИМД (функция изменения мгновенной длины волны (частоты) оптического импульса), обеспечивающий перенаправление пакетов и балансировку трафика в оптическом домене без задействования узлового коммутационного оборудования уровня ядра сети и без изменения существующей инфраструктуры волоконно-оптических линий связи (ВОЛС), что позволяет снизить задержки получения пакетов на приеме.

2. Методика построения высокоизбирательного демультимплексора, основанная на неперестраиваемом волоконно-оптическом интерференционном многопортовом устройстве с применением предложенной ступенчато-скошенной структуры частотно-избирательного элемента (световодного гребенчатого зеркала) и уточнённым градиентом показателя преломления рабочей области устройства, базирующаяся на использовании служебной ФИМД-информации в коммутируемом сигнале, позволяющая перенаправлять пакеты на волоконно-оптические линии передачи (ВОЛП) с параметрами, соответствующими стандартам оптических сетей в диапазоне $[-1,6 \cdot 10^{-5} \text{ нм} \leq \Delta\lambda \leq 5 \cdot 10^{-3} \text{ нм}]$ и более в соответствующие выходные световоды без каскадного прохождения сигнала.

3. Методика управления радиосегментом волоконно-радиоэфирной сети с применением процессов физического уровня, основанная на формировании за-

данного амплитудного (либо амплитудно-фазового) распределения для фазированной антенной решетки (ФАР) с применением разработанных: устройства преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны и устройства перенаправления λ -частей на радиоизлучатели, обеспечивающая формирование динамических выделенных подсетей в радиосегменте без задействования традиционного телекоммуникационного ресурса для управляющей информации и привлечения настроек коммутационного оборудования канального и сетевого уровней.

4. Метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала, базирующийся на волоконно-оптическом усилителе, легированном эрбием, и методика моделирования параметров преобразователя, основанная на динамическом представлении параметров активной среды для режима минимального изменения (смещения) начального уровня усиления (расположения полки усиления), позволяющая определить параметры эрбиевого оптоволокна, обеспечивающие технически реализуемое преобразование: $\Delta P_s \cong 2,275 \times 10^{-4} [\text{Вт/нм}] \times \Delta \lambda$ вблизи $\lambda_0 = 1532$ нм.

5. Архитектура ВОЛС с ФИМД-управлением, входящих в состав специализированных сетей, основанная на предложенных многоярусной топологии, требованиях к структуре сегмента и протоколу маршрутизации (по применению разнопутевых алгоритмов и степени узловых соединений), которые получены в результате моделирования процессов физического, канального и сетевого уровней в разветвленном сегменте с пакетной коммутацией с учетом свойств передаваемого ФИМД-сигнала, что позволяет минимизировать искажения последнего в передаваемых информационных пакетах.

Обоснованность и достоверность полученных результатов в диссертационном исследовании, обеспечиваются адекватностью сформулированных научных задач и целесообразностью выбранного методического аппарата, основанного на применении апробированных технологических решений и подходов, ранее доказавших свою эффективность в различных прикладных направлениях. Надёжность полученных выводов дополнительно подтверждается представлением результатов на профильных научных конференциях, публикацией материалов исследования в рецензируемых научных изданиях, включая журналы, входящие в перечень ВАК, а также наличием документов, подтверждающих внедрение результатов работы в учебную и производственную деятельность.

Апробация результатов. Полученные результаты исследования докладывались и обсуждались на таких научных конференциях, как VI Научный форум «Телекоммуникации: теория и технологии» (г. Казань, 2023), XXV Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» (г. Казань, 22-24 ноября 2023), VII Научный форум «Телекоммуникации: теория и технологии» (г. Самара, 2024), XXII Международная научно-техническая конференция (г. Самара, 2024), XVI Международная конференция «Прикладная Оптика-2024» (г. Санкт-Петербург, 17-18 декабря 2024), XXIII Международная научно-техническая конференция «Оптические технологии в телекоммуникациях» (г. Уфа, 2025), а также на семинарах кафедры «Телекоммуникационные системы» УУНиТ. По материалам исследования опубликовано 20 печатных работ, в том числе 4 статьи в научных изданиях из Перечня рецензируемых научных изданий, рекомендованных ВАК, 3 статьи в ведущих зарубежных рецензируемых журналах, индексируемых в базах данных Web of Science и Scopus, 11 статей в других изданиях, получено 1 свидетельство о регистрации программы ЭВМ, издано 1 учебно-методическое пособие. Список работ приведен в конце автореферата.

Личный вклад автора. Автор диссертации **лично** получил основные результаты, обладающие научной новизной и практической значимостью, которые выносятся на защиту. В рамках соавторских публикаций автор внес существенный вклад, разработав физические и математические модели, методы создания сегментов, а также схемы и принципы генерации и преобразования сигналов. Исследование параметров и характеристик сигналов и систем, основанное на разработанных технических решениях, также является результатом самостоятельной работы автора. Кроме того, автором лично проведены вычислительные эксперименты и численное моделирование с использованием программной среды Ansys HFSS2020 R2.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографии и приложений.

Введение содержит обоснование актуальности темы, определяет объект и предмет исследования, ставит цель работы, формулирует защищаемые положения и научную новизну.

Глава первая посвящена изучению актуального состояния и перспектив развития оптоволоконных телекоммуникационных сетей, использующих пакетную коммутацию и абонентский доступ, включая RoF-сети. Также рассматриваются

ключевые принципы и цели оптического управления подобными сетями, подчеркивается важность внедрения выделенных подсетей (VLAN). Рассмотрено использование специализированных оптических эффектов, с применением которых возможно выполнить расширение информационной ёмкости волоконно-оптических и RoF-каналов. Поставлены задачи исследований.

Вторая глава посвящена развитию концепции и разработке методики построения высокоизбирательного демультиплексора в оптическом телекоммуникационном домене. Методика обеспечивает возможность применения управления в виде ФИМД, что дает возможность перевести управление на физический уровень сети. На основе моделирования в симуляционном пакете HFSS получена интерференционная картина в рабочей области устройства разделения, исходя из структуры которой выполнено проектирование спектрально-разделяющего компонента – выходного гребенчатого зеркала (гребенки). Сделано предположение, что гребенка может быть выполнена не только в виде световодной сборки, но и как отдельный элемент с последующим встраиванием в световодную структуру. Тем самым устройство является однопролетным и многопортовым, с разрешающей способностью выше, чем у дисперсионных аналогов (работа которых основана на применении призмоподобных структур), и вполне подходит для сетей с $F_\lambda S$. Быстрое оптическое переключение может быть реализовано посредством изменения чирпирования сигнала, что может достигаться в оптическом домене также полностью оптическим способом.

Третья глава посвящена разработке метода формирования RoF-сигнала, а также построению волоконно-оптических схем генерации, позволяющих получать радиочастотные колебания вплоть до терагерцового диапазона при возможности их сравнительно простой перестройки. В рамках исследования предложена математическая модель, описывающая параметры двухчастотного оптического RoF-сигнала. Основа модели построена на формализованном представлении физических процессов, протекающих на уровне функционирования системы. Также представлена методика управления RoF сегментом с применением оптических сигналов с дополнительным кодированием, применяющаяся далее для формирования заданного амплитудного (либо амплитудно-фазового) распределения на ФАР. Такой ФИМД-сигнал позволяет формировать динамические выделенные сегменты подсетей (VLANы) в радиосети без привлечения настроек коммутационного оборудования канального и сетевого уровней, и тем самым ускоряет рабо-

ту сегмента. Предложен метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала.

В четвертой главе показан практический пример применения оптического ФИМД-сигнала для формирования заданной ДН ФАР в замкнутой области – внутри металлического трубопровода-радиоволновода, что позволяет возбуждать различные радиоволноводные моды и тем самым использовать ФИМД – управление как для связи, так и для телеметрии, что представляет интерес для сетей технологического применения. Выполнена оценка технических параметров для предлагаемой системы. Разработана архитектура ВОЛС с ФИМД-управлением, входящих в состав специализированных сетей, базирующаяся на взаимосвязанном выборе параметров разветвителей и ВОУ (волоконно-оптический усилитель), обеспечивающая наименьшее искажение ФИМД-сигнала в MAN. Выполнен анализ сетевых протоколов (для сетей пакетной коммутации), приводящих к минимальному искажению ФИМД.

В заключении изложены основные результаты и перспективы дальнейших исследований.

В приложении изложены теоретические основы для расчёта параметров предложенных сегментов и документы, подтверждающие их использование в учебном процессе ФГБОУ ВО «УГНТУ» при проведении лабораторных и практических работ, и на предприятии АО «Центр информационно-коммуникационных технологий Республики Башкортостан», г. Уфа, в виде методики расчета и программного обеспечения для нахождения QoS-показателей сложно-разветвленных сегментов городских сетей.

Глава 1. Анализ современного состояния волоконно-оптических-радиоэфирных систем связи городского масштаба

Глава посвящена изучению актуального состояния и перспектив развития оптоволоконных телекоммуникационных сетей, использующих пакетную коммутацию и абонентский доступ, включая RoF-сети, что обосновывает постановку задачи диссертационного исследования. Рассмотрено использование специализированных оптических эффектов, с применением которых возможно выполнить расширение информационной ёмкости AON и RoF-каналов. Поставлены задачи исследований.

1.1. Оптическое управление в телекоммуникациях: значение для волоконно-оптических и RoF-систем

Логичным направлением дальнейшего развития волоконно-оптических систем передачи являются полностью оптические сети (AON), в которых оптические технологии используются не только для передачи информации, но и для выполнения функций управления сигналами. В таких сетях операции коммутации, маршрутизации, адресации и другие процессы, характерные для телекоммуникационных систем, реализуются непосредственно в оптическом домене без промежуточного преобразования сигналов в электрическую форму [28, 29] (рис. 1.1). Достигается указанное за счет применения различных волоконно-оптических пассивных и активных устройств⁸ управления оптическими потоками, предполагающие нереляционность, либо, пусть даже реляционность, но оптическое управление [4 – 13, 17, 28 и др.]. Но ввиду того, что опробованные и широко используемые принципы управления сетями требуют буферизации, а именно эта операция еще весьма далека до практической реализации в оптическом домене, то идеология AON реализована в эксплуатирующихся сетях в пассивном варианте – в виде xPON-сетей (Passive Optical Networks). Эти сети предназначены для абонентского доступа и ориентированы на небольшие расстояния (5...20 км), что вполне позволяет отнести их к категории MAN: G.983.x(ATM PON, G.983.1); Ethernet – EPON

⁸ Здесь предполагается, что могут использоваться не только уже существующие устройства, но и проходящие еще апробацию (в лабораторных условиях), разрабатываемые устройства и принципы управления.

(Ethernet PON или сигналов SDH до 622 Мбит/с, G.983.2); широкополосных сигналов – ВРОН (broadband PON, G.983.3) и GPON (Gigabit PON или сигналов SDH 622 Мбит/с ÷ 2,5 Гбит/с, G.984.1 ... G.984.3). Хотя сети с оптической идеологией управления продолжают разрабатываться, но частично эти принципы уже успешно внедрены для ускорения сетевых процессов: например, в ядре сети применяется способ коммутации по меткам, когда меткой является длина волны [4], представляющий собой такую разновидность общей технологии коммутации GMPLS (Generalized Multi-Protocol Label Switching) как MPL_λS.

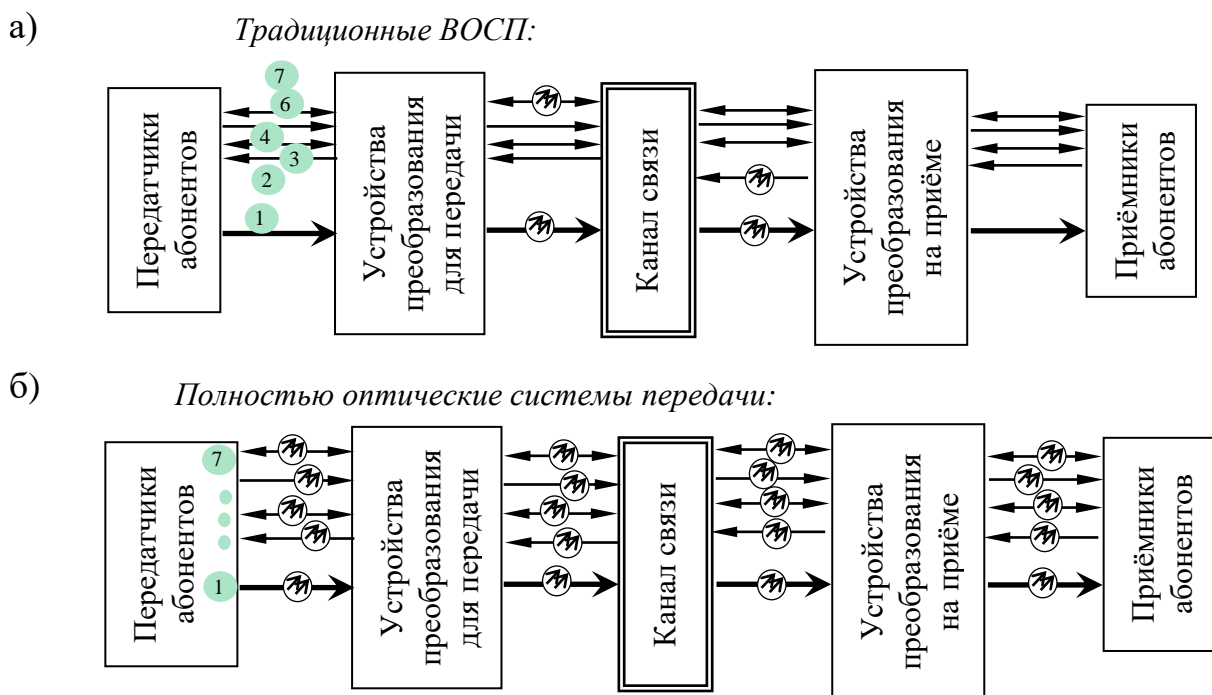


Рисунок 1.1 – Схема построения систем передачи:

а) традиционных ВОСП, использующих волоконно-оптический канал связи для транспортировки сигналов; б) полностью оптических систем передач (AON), управление в которых базируется на оптических сигналах, и соответственно – оптических эффектах и оптико-оптических взаимодействиях

Данная тенденция свидетельствует о возрастающей роли физических оптических эффектов не только в передаче информации, но и в реализации функций управления сетью. Иными словами, оптические технологии постепенно выходят за рамки исключительно физического уровня, распространяясь на более высокие уровни сетевой архитектуры (рис. 1.2). Дальнейшее развитие этого подхода создаёт предпосылки для построения сложных полностью оптических сетей класса AON, в которых основные процессы обработки и управления информационными

потоками будут выполняться непосредственно в оптической области.

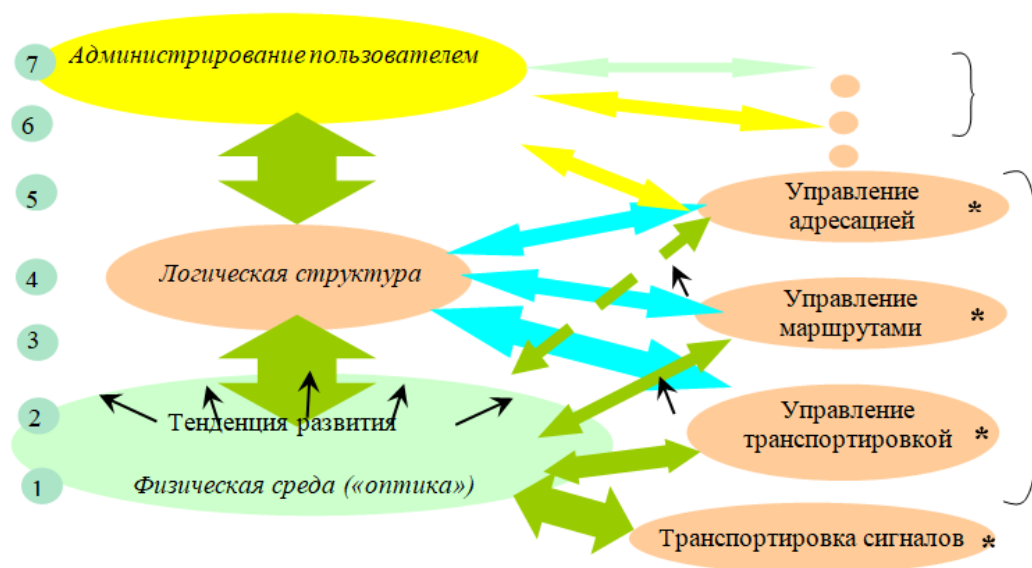


Рисунок 1.2 – Архитектура сетевых взаимодействий по модели OSI и степень интеграции оптических технологий на каждом из уровней.

Звездочкой * обозначены операции, подконтрольные «оптике»

Но кроме упрощения и ускорения выполнения сетевых операций, применение полностью оптических технологий позволяет добиться кардинального улучшения/модернизации и в других (смежных) задачах. Так именно этим образом возникли и успешно развиваются радиофотонные технологии и системы [9 – 13 и др.], для которых оптика позволяет существенно облегчить работу с ШП/СШП-сигналами – как с точки зрения их генерации (вплоть до терагерцовой области), так и всевозможных преобразований с ними. И количество приложений РФС неизменно увеличивается.

В англоязычной литературе это направление применительно к телекоммуникациям получило название – Radio-over-Fiber (RoF) или более раннее – Radio-over-Glass (RoG). Суть RoF заключается в передаче по ВОЛП радиочастоты, закодированной в виде двух оптических сигналов на близких длинах волн, с последующим ее выделении в нелинейном элементе (электрической цепью фотоприемника в классическом случае). При этом радиочастота уже является модулированной (с определенным форматом модуляции, импульсный сигнал) – так называемое «Импульсное радио» [30], и во многих случаях радиоспектр также подстроен под

заданную радиочастотную маску⁹ средствами оптики [30, 31 и др.]. В настоящее время количество вариантов и принципов построения RoF-систем также постоянно увеличивается, и растет разнообразие эффектов, заложенных в их основу.

Базовая схема (можно сказать – принцип) RoF представлен на рисунке 1.3. В случае формирования сигнала путем сложения оптических волн от лазерных диодов (LD – laser diode) непрерывного излучения LD1 и LD2 с близкими центральными длинами волн λ_1 и λ_2 (круговыми частотами ω_1 и ω_2 соответственно), вследствие биения частот возникают составляющие: $\omega_1 \pm \omega_2$ [30 – 32]. При условии, что ω_3 находится в рабочем диапазоне амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фотодиода (PD – photodetector), а ω_1 и ω_2 лежат в области его спектральной восприимчивости, то после PD наблюдается разностная круговая частота: $\omega_3 = |\omega_1 - \omega_2|$.

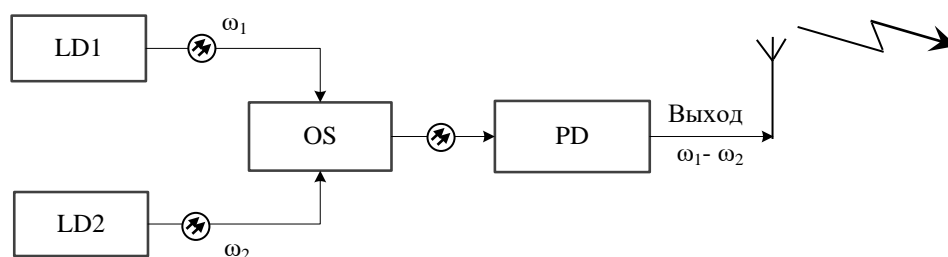


Рисунок 1.3 – Генерация разностной частоты благодаря эффекту биения двух оптических волн; OS (Optical Splitter) – оптический Y-разветвитель

Пояснить сказанное можно следующим образом. Пусть после OS в волоконно-оптической линии распространяются два сигнала: $E_0 \cos(\omega_1 t) + E_0 \cos(\omega_2 t)$. После прохождения нелинейного элемента, в качестве которого на рисунке 1.3 выбран фотодиод (квадратично-нелинейный элемент), получается следующее: $(E_0 \cos(\omega_1 t) + E_0 \cos(\omega_2 t))^2 = E_0^2 \cos^2(\omega_1 t) + E_0^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2E_0^2 \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t)$. Первые два слагаемых дают некую постоянную часть, которую пока допустимо не учитывать. Что касается третьего слагаемого, то его можно подвергнуть тригонометрической замене вида: $2\cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t) = \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(\omega_1 t - \omega_2 t)$. Однако в рассматриваемой технической системе самопроизвольная генерация сигнала с суммарной частотой выполняться не будет по физическим причинам, поэтому в

⁹ Нормативные документы [в частности, для диапазона 1...10 ГГц – [33] для РФ, и [34] для США] задают спектральную маску, ниже которой разрешена безлицензионная радиопередача.

конечном итоге получаем после фотодиода сигнал следующего вида: $\upsilon \cdot E_0^2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t)$, где υ - передаточный коэффициент.

Если после PD подключить антенный радиоизлучатель, то ω_3 будет излучаться в радиоэфир. Если излучение одного из лазеров ω_1 является непрерывным, а излучение второго лазера ω_2 модулировано информационным сигналом с полосой $\Delta\omega$ (т.е.: $\omega_2 \pm \Delta\omega/2$ в оптическом канале), то получаемый на выходе фотодиода (а также – и в радиолинии) сигнал будет иметь спектр: $\omega_3 \pm \Delta\omega/2$.

Использование волоконно-оптических методов для генерации СВЧ-сигналов позволяет упростить аппаратную реализацию радиотракта и повысить его эффективность. При этом для радиолиний небольшой и средней протяжённости зачастую не требуется дополнительное СВЧ-усиление, а увеличение мощности сигнала может быть реализовано непосредственно в оптическом канале с помощью усилителей на эрбиевом волокне (EDFA – Erbium Doped Fiber Amplifier).

Другой схемой, широко применяемой в RoF-приложениях, является MZM-схема, содержащая модулятор Маха-Цандера (MZM – Mach-Zehnder Modulator), внешний по отношению к рабочей среде оптического излучателя (рис. 1.4). Если рабочая точка [30] MZM выставлена на минимум пропускания модулятора, то в оптической линии наблюдаются волны с частотами: $\omega_{1,2} = \omega_0 \pm \omega_m$, где ω_0 соответствует центральной длине волны λ_0 , излучаемой лазерным диодом LD:

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot c}{n \cdot \lambda_0}, \quad (1.1)$$

где n – показатель преломления сердцевины оптоволокна (ОВ), c – скорость света в вакууме; ω_m – частота модуляции MZM.

Разность частот этих волн даёт частоту $\omega_1 - \omega_2 = 2\omega_m$, что и наблюдается на выходе фотодиода PD (рис. 1.4а). Если же рабочая точка MZM выставлена на максимум пропускания модулятора, то на его выходе в оптической линии наблюдаются спектральные боковые линии второго порядка (рис. 1.4б) [30], т.е. $\omega_0 \pm 2\omega_m$. Следовательно, итоговый размах частот на выходе фотодиода составит $4\omega_m$. В этом случае для получения нужного результата биений боковых частот выполняется гашение основной составляющей спектра на центральной длине волны λ_0 при помощи полосового фильтра с узкой полосой пропускания (рис. 1.4б), обозначено через ВФ.

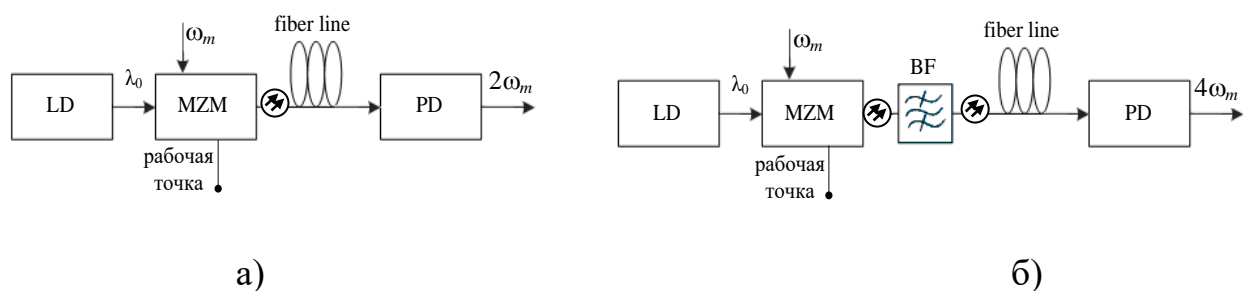


Рисунок 1.4 – Принцип генерации радиочастоты, основанный на применении внешней модуляции с MZM: а) генерация двойной частоты модуляции; б) генерация частоты $4\omega_m$

С точки зрения телекоммуникационных приложений, оба рассмотренных принципа построения RoF-систем решают похожую задачу – обеспечивают перенос сигнала, сформированного, возможно, в мегагерцовой области (для $\Delta\omega$ или ω_m), в более высокочастотный диапазон (в том числе – и для радиопередачи по эфиру). В первом случае (по рис. 1.3) это: $\Delta\omega \rightarrow \omega_3 \pm \Delta\omega/2$, и во втором случае (по рис. 1.4): $\omega_m \rightarrow 2\omega_m$ или $\omega_m \rightarrow 4\omega_m$. При этом удастся обойтись без применения электрических цепей СВЧ в высокочастотной области. Это становится особенно актуально, когда речь идёт о субтерагерцовой и терагерцовой областях ($\omega_3 \approx 100 \times 10^9 \div 1000 \times 10^9$ рад/с). Так базовая станция RoF содержит только высокочастотный фотодиод, источник электропитания постоянного тока для него (возможно – другой нелинейный элемент, например, полностью оптический [35]), и антенный радиоизлучатель. Использование же сложных логических элементов (высокого уровня) для организации защиты информации или же обеспечения других характеристик либо не используется вовсе, так как иначе нарушит концепцию RoF, либо оно должно быть выполнено на базе аналогичных физических эффектов и решать задачу на уровне физической линии.

Стоит отметить принципиальное различие между схемами, представленными на рисунках 1.3 и 1.4 во втором случае (т.е. по рис. 1.4) метод не предполагает самостоятельной генерации радиочастоты СВЧ без сигнала ω_m , подаваемого извне на вход управления MZM, что кардинально отличает их от схемы по рисунку 1.3. При отсутствии ω_m с выхода фотодиода PD будет поступать постоянный электрический ток с амплитудой, соответствующей амплитуде излучения лазера LD, переданной с соответствующими постоянными коэффициентами: потерь MZM, потерь волоконно-оптической линии, а также – оптико-электронного преобразова-

ния. С этой точки зрения схемы по рисунку 1.4 уступают схеме по рисунку 1.3, особенно когда речь идет о значении ω_m , соответствующей суб- и терагерцовой областям, в противном случае достоинства RoF просто сильно нивелируются и исчезают (саму частоту надо ведь тоже сгенерировать, сигнал усилить, отфильтровать и промодулировать, и сделать в электронном домене! Так как управление подавляющим количеством моделей MZM выполняется электронным сигналом). Схема по рисунку 1.3 может обеспечить полностью оптическую генерацию ω_3 , что обеспечивает требуемую протяженность и скрытность сегментов, а также их подсоединение (при необходимости) к волоконно-оптическим линиям передачи (ВОЛП) общего назначения, и согласуется с концепцией AON. В тоже время минусом схемы (рис. 1.3) является фазовый шум, обусловленный взаимодействием излучения от независимых лазерных источников, который становится тем больше, чем дальше ω_1 отстоит от ω_2 . Тем не менее, к настоящему моменту разработан ряд методов снижения фазового шума, представленные в обзорах [31, 36], для схем RoF, основанных на использовании двух лазеров. Кроме того, в работе [37] представлены результаты экспериментального исследования рассматриваемой схемы в компоновке, рисунок 1.5, содержащей независимо работающие лазеры: CW Laser, входящий в состав оптического фрейм-контроллера Yokogawa AQ2202, с настройкой длины волны излучения вблизи значения 1550 нм, и DFB Laser Emcore 1782, также с длиной волны 1550 нм.

При исследовании режимов работы схемы по рисунку 1.5 выяснилось, что устойчивый результат биений длин волн двух независимо работающих лазеров на выбранной элементной базе наблюдается при отличии их значений не более, чем на $\Delta\lambda_{\text{пор}} = 0,24 \dots 0,27$ нм [37]. Это же соответствует радиочастоте в $5,0 \dots 5,2$ ГГц. При увеличении $\Delta\lambda$ свыше $\Delta\lambda_{\text{пор}}$ устойчивого результата сложения излучений лазеров в исследуемой схеме уже не происходило, и пик радиочастоты исчезал. Следовательно, для того, чтобы увеличить радиочастоту, следует применять схемы коррекции фазовых шумов лазеров (схемы синхронизации работы лазеров), либо выбирать прецизионные высокостабильные оптические компоненты. Этот вывод хорошо согласуется с результатами других авторов, представленными в рамках обзоров [30, 31]. Тем не менее, был сделан вывод об успешности метода генерации по рисунку 1.3, доступности и дешевизны аппаратной части экспериментального стенда, что находится в русле технической идеологии RoF: обеспечить канал связи как можно более дешевым образом.

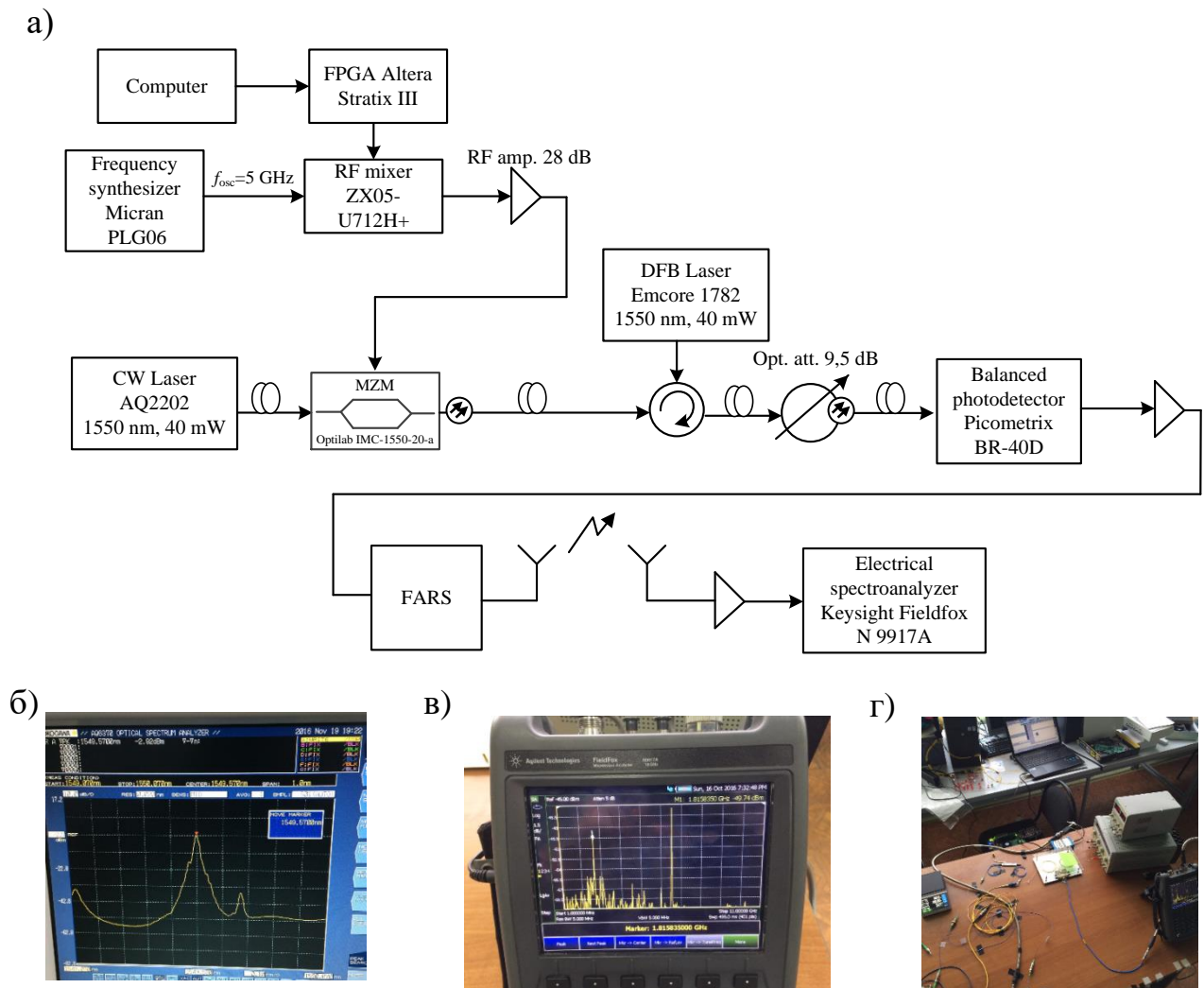


Рисунок 1.5 – Эксперимент по генерации радиочастоты с двумя независимо работающими лазерами: а) схема функциональная; б) показания оптического спектроанализатора перед фотодетектором (BR-40D); в) показания радиочастотного электрического спектроанализатора после фотодетектора; г) фото стенда

Перечисленные основные принципы построения RoF-сегментов являются технически не сложными, из-за чего находят широкое применение в системах связи, но они обладают и «проблемными местами» (недостатками), устранение которых представляется актуальным для перспективного развития телекоммуникаций. А учитывая перспективность применения RoF, работа над недостатками является значимой технической задачей. К наиболее видимым недостаткам RoF можно отнести следующее:

– недостаточность разнородных каналов, составляющих групповой сигнал RoF, что актуально для систем автоматизированного управления техническими системами с учетом необходимых служебных каналов управления;

– весьма слабая адаптивность (практически – ее полное отсутствие) при построении как радио-, так и волоконно-оптических сегментов RoF, что актуально для сетей 4/5/6G [38]. Здесь же понимается невозможность перестройки полосы радиочастот (как для СШП: $1 \div 10$ ГГц, так и выше), что с учетом недостаточности используемой полосы в традиционных СШП-системах существенно снижает привлекательность RoF. Поэтому перспективным является как повышение радиочастоты, генерируемой в RoF, так и обеспечение возможности несложной ее перестройки. Последнее особенно актуально с учетом работ [39 – 43], где рассматриваются задачи построения волоконно-оптических-беспроводных сегментов абонентского доступа, ориентированных на технологию xPON за счет применения безшовного¹⁰ подсоединения перестраиваемого радиосегмента в W-диапазоне. Там же показано, что если обеспечить перестройку радиочастот на физическом уровне, то ожидается существенное повышение эффективности работы DWDM-каналов;

– отсутствие защищающих информацию мероприятий, технически логично вписывающихся в концепцию RoF, т.е. реализующихся преимущественно на физическом уровне сети наряду с их надежностью и достаточностью для выбранного применения RoF.

При этом еще раз следует отметить, что разрешение перечисленных недостатков требуется выполнить физическими методами, логично вписывающимися в саму концепцию RoF, преимущественно без использования длинных электронных/СВЧ цепей преобразования сигналов, включая их цифровую обработку и т.д. Именно из-за изначальной несложности схем RoF и можно «отрабатывать» на них новые концепции, подходы и методы применения физических эффектов, связанных с распространением электромагнитного поля радио- и оптического диапазонов.

¹⁰ Здесь следует учесть, что радиочастоте в 120 ГГц соответствует разность оптических длин $\Delta\lambda \cong 0,8$ нм, что в свою очередь как раз соответствует ширине спектрального xWDM-канала по G.698.3.

1.2. Принцип дробной лямбда-коммутации в рамках пакетно-коммутируемых сетей – в оптическом домене и при управлении радиосегментами

Создание полноценных AON-систем (не в пассивном варианте xPON, как упоминалось выше, а с реконфигурированием процессов транспортного, канального, сетевого уровней) в настоящее время затруднительно, прежде всего, из-за отсутствия полностью оптической буферизации, равносильной применяющейся в электронном домене. Поэтому методологии AON с точки зрения пакетно-коммутируемых систем и других сетевых технологий не могут идти по пути простого копирования электронного прототипа. Так, в частности для пакетно-коммутируемых сетей, как подчеркивается в работах [44 – 46], замену буферизации предполагается восполнить коммутацией. В связи с этим в последние годы наблюдается устойчивый рост интереса к технологиям оптической коммутации в телекоммуникационных сетях. Наряду с дальнейшим развитием уже широко применяемых решений, таких как спектральное уплотнение каналов xWDM, коммутация и маршрутизация по длинам волн, а также полностью оптическая обработка сигналов, позволяющая переносить функции управления на более низкие уровни сетевой архитектуры и тем самым повышать быстродействие сетей [4], активно формируются новые направления использования оптических технологий. Особый интерес представляют решения, ранее не имевшие прямых аналогов в традиционных сетях связи. В качестве наиболее показательных примеров можно выделить два направления. Первое связано с внедрением технологий beamforming в сетях 5G и 6G, а также с использованием антенных решёток, управление которыми осуществляется оптическими методами, что особенно востребовано в радиосистемах миллиметрового диапазона различного назначения [1, 38, 43]. Второе направление охватывает применение оптических коммутационных систем в центрах обработки данных [ЦОД] [44 – 46].

В первом случае необходимость применения оптических технологий обусловлена особенностями распространения радиоволн миллиметрового диапазона. С ростом частоты несущего сигнала ухудшается его способность проникать через объекты городской инфраструктуры, вследствие чего возрастает роль высоконаправленной передачи и узких радиолучей [1]. В таких условиях эффективная работа сети требует оперативного управления параметрами антенных решёток и динамического формирования нескольких независимых лучей, например в системах

ММО. Особенно важным является быстрое перенаправление лучей, как на стороне передатчика, так и на стороне приёмника, который должен непрерывно отслеживать изменение их пространственного положения. Недостаточное быстродействие системы управления может приводить к ухудшению качества обслуживания и даже к потере соединения, что критично для сверхплотных сетей миллиметрового диапазона (mmWave UDN – Ultra-dense networks – сверхплотные сети), характеризующихся высокой мобильностью пользователей, изменяемой топологией и использованием механизмов сервисно-ориентированного разделения ресурсов (service-aware slicing) [1]. В связи с этим время переключения элементов оптической схемы, участвующих в формировании и управлении радиолучами, становится одним из ключевых параметров системы. Для сокращения задержек и повышения эффективности работы таких решений разрабатываются специализированные алгоритмы управления коммутационными устройствами и оптическими переключателями, ориентированные на минимизацию времени перенастройки коммутационной части радиосистемы¹¹.

В области ЦОД переход от электронных к оптическим коммутаторам также сопровождается жёсткими требованиями к быстродействию. Как отмечается в работах [3, 45], для полноценной замены традиционных электронных решений оптические коммутационные устройства должны обеспечивать установление соединений за времена, сопоставимые с «субволновыми временами» [3]. При этом по мере роста производительности сетевой инфраструктуры требования к скорости переключения продолжают ужесточаться.

Аналогичная проблема возникает при реализации оптической пакетной коммутации (Optical Burst Switching, OBS), применяемой как в ЦОД, так и в других высокоскоростных сетях передачи данных. Согласно [44], существенное сокращение служебных накладных расходов в сетях OBS возможно только при использовании коммутационных устройств с временем реконфигурации порядка 1 нс. В то же время современные решения, которые в литературе относят к системам с ультранизкой задержкой, обеспечивают времена переключения около 0,1 мс [3], что на несколько порядков превышает требования, предъявляемые к эффективной работе OBS. Современные решения оптической коммутации для ЦОД в значительной степени опираются на архитектуры xWDM. В таких системах используются узлы спектрального разделения на основе оптических циркуля-

¹¹Термин fronthaul [47] для mmWave UDN / C-RAN.

торов и волоконных брэгговских структур, обладающих широкой полосой пропускания (до нескольких микрометров, рис. 1.6). Несмотря на высокое потребление спектрального ресурса, ограничивающее их применение в городских телекоммуникационных сетях, подобные архитектуры считаются перспективными для ЦОД. Согласно [45], их внедрение позволяет повысить производительность коммутационных систем и общую эффективность работы ЦОД.

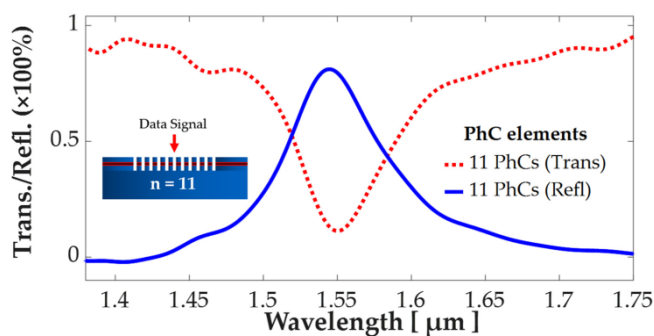


Рисунок 1.6 – Пример спектральной характеристики оптического устройства коммутации в ЦОД. Инвертирование спектра (пунктирная и непрерывная линии) связано со спецификой схемотехники коммутации в [45]¹²

В эффективной оптической коммутации нуждаются как xWDM с узкими спектральными каналами¹³, так и представляющиеся перспективными системы *дробного лямбда-переключения* (Fractional lambda switching – $F_{\lambda}S$ [48 – 50 и др.]). Такие обусловлены масштабным внедрением оптической передачи в системы DC/ЦОД, а также во внутреннюю архитектуру высокоскоростных аппаратных средств (optical backplane [51]), появлением технологии виртуальных подсетей VMware NSX, Nutanix Xtreme Computing Platform в рамках SDN, когда заданные лямбды переносят выделенные сервисы [52], и подобное.

Согласно [53], Fractional lambda switching ($F_{\lambda}S$) – это сетевая архитектура для управления оптическими сетями с субволновой гранулярностью. Суть метода в том, что он позволяет динамически переключать части оптических каналов, в отличие от обычного лямбда-переключения, где единицей переключения являются целые оптические каналы [54]. Принцип работы технологии $F_{\lambda}S$ проиллюстрирован на рисунке 1.7. Технология $F_{\lambda}S$ подходит для сетей MAN и WAN [53], к ее специфике можно отнести [53, 54]:

¹²Взято из [45].

¹³Редакция рекомендации G.694.1, опубликованная в октябре 2020 г., допускает снижение $\Delta\lambda$ до значения 0,01 нм на короткоsegmentных оптических сетях.

– все пакеты в одном временном сегменте переключаются одинаковым образом;

– не требуется обработка заголовков, что обеспечивает низкую сложность и высокую масштабируемость сегмента.

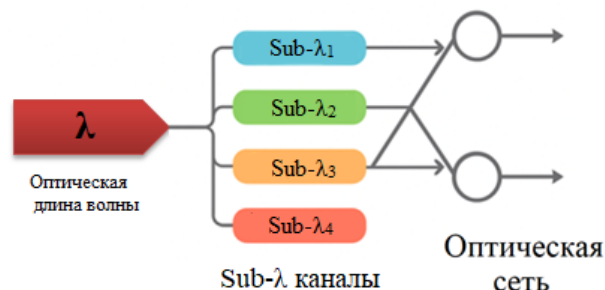


Рисунок 1.7 – Принцип дробного лямбда-переключения ($F_{\lambda}S$)

Поэтому технология $F_{\lambda}S$ представляется актуальной для динамически масштабируемых сетей, которые призваны адаптироваться к увеличению нагрузки без существенного снижения производительности или надёжности. Последнее означает, что сеть должна эффективно обрабатывать запросы от постоянно меняющегося количества пользователей, устройств и данных без необходимости полной перестройки инфраструктуры. И $F_{\lambda}S$, по мнению авторов [48 – 53], позволяет успешно с этим справиться, не требуя при том значительного телекоммуникационного ресурса – в частности, за счет балансировки нагрузки и деления сети на более мелкие, более управляемые сегменты, каждый со своим собственным набором протоколов, где и необходима эффективная коммутация. Это, в свою очередь, представляет интерес для облачных сервисов, гибких и масштабируемых вычислительных ресурсов для различных задач, онлайн-приложений реального времени с большим количеством абонентов, обработки большого потока данных и запросов от миллионов пользователей.

Согласно проведенному анализу [48 – 57], технология $F_{\lambda}S$ решает задачи оптимизации использования спектрального ресурса WDM-систем, поддержки разнородных сервисов в пределах одного λ -канала, снижения доли неиспользуемой полосы пропускания при неравномерной нагрузке, обеспечения гибкого распределения ресурсов в сетях доступа, MAN и ЦОД, а также повышения адаптивности сетей к динамически изменяющимся требованиям трафика.

Технической основой, обеспечивающей указанные функциональные возможности $F_{\lambda}S$, выступает механизм спектрального дробления оптического канала.

Разделение ресурса одной длины волны в технологиях $F_\lambda S$ реализуется за счёт спектрального дробления WDM-канала. Для диапазона длин волн 1,55 мкм, характерного для DWDM-систем, спектральное дробление соответствует частотным интервалам 100, 50, 25 и 12,5 ГГц, что эквивалентно ширине спектрального фрагмента порядка 0,8; 0,4; 0,2 и 0,1 нм соответственно. Следовательно, на практике минимальный спектральный фрагмент (λ -фракция), который может быть выделен, имеет ширину порядка 0,1 нм. Этого достаточно для организации примерно одной восьмой части стандартного DWDM-канала, что подтверждается результатами ряда исследований [50, 53 – 57]. Дальнейшее уменьшение доли ресурса одной длины волны, как правило, достигается за счёт временной сегментации канала при сохранении его полной спектральной ширины. В этом случае эквивалентная дробная загрузка λ -канала определяется длительностью временных окон, а не уменьшением спектральной полосы [50, 54 – 57].

Но, несмотря на очевидные преимущества $F_\lambda S$, в известных/существующих подходах в данной технологии имеют место следующие недостатки, в значительной степени снижающие ее привлекательность:

– технология $F_\lambda S$ базируется на электрооптических переключателях SOA¹⁴ [53, 58], рисунок 1.8, требующих отдельного электронного канала управления, что никак не соответствует скоростным требованиям для пакетных сетей OBS, почему и предполагается одновременность переключения пакетов в домене (см. выше), что неизбежно приводит к унификации обработки и нивелирует преимущества пакетной коммутации. Либо, согласно [59, 60], требуется синхронизации всех оптических переключателей в сети $F_\lambda S$, например, с использованием универсального времени (UTC), что само по себе является достаточно сложной задачей как аппаратно¹⁵, так и с точки зрения построения транспортного, канального и сетевого уровней. Использование SOA не соответствует также и концепции AON;

– необходимость строгого согласования работы всех узлов сети приводит к усложнению внутренней архитектуры дробных λ -коммутаторов за счёт введения дополнительных систем выравнивания и буферизации входных потоков, что увеличивает аппаратную сложность и стоимость реализации узлов, а также повышает

¹⁴SOA – это полупроводниковый оптический усилитель, рабочим веществом которого является полупроводниковый материал[55].

¹⁵ Остается неясным, каким образом это может быть реализовано полностью оптическими средствами.

чувствительность системы к вариациям задержек в волоконных линиях связи [55 – 57];

– установление дробных λ -каналов в сетях $F_\lambda S$ требует формирования согласованного цикла передачи по всей последовательности узлов от источника к приёмнику с учётом фиксированных позиций передачи на каждом звене маршрута и детерминированных задержек распространения. Как следует из [50 – 57], данный процесс основывается на согласовании периодически повторяющихся интервалов занятости ресурсов между смежными коммутаторами, что при увеличении числа узлов и оптических каналов приводит к резкому росту вычислительной сложности процедуры поиска допустимого графика передачи [54 – 56]. В результате применение эвристических алгоритмов становится неизбежным, однако они не гарантируют установление соединения даже при наличии формально свободной пропускной способности, что снижает эффективность использования сетевых ресурсов и ограничивает масштабируемость технологии.

Таким образом, перечисленные недостатки свидетельствуют о том, что при всей перспективности концепции дробного λ - переключения существующие подходы к реализации $F_\lambda S$ не в полной мере соответствуют требованиям, предъявляемым к высокоскоростным телекоммуникационным сетям.



Рисунок 1.8 – Принцип действия управляемой¹⁶ коммутационной ячейки (а) и коммерческие модели SOA типа *Benchtop*(б) (прим.¹⁷ AC Photonics)

¹⁶ Согласно [60], время переключения ячейки SOA около 1 нс, которая может быть использована в формате оптического затвор 1x1; Матричные форматы NxM получают каскадным набором затворов.

¹⁷ Аналогичны модели Sercalo, Agiltron, EO Space, LightComm, DiCon, EpiPhotonics, Leoni. и др.

Оптическая коммутация востребована как в телекоммуникационных сетях, так и в радиофотонных системах, включая RoF-комплексы и ФАР с оптическим управлением. Такие решения позволяют повысить точность управления диаграммой направленности, расширить частотный диапазон и снизить влияние помех. Современные антенные решётки данного типа принято классифицировать по нескольким основным направлениям реализации.

- ФАР/АР с оптическим управлением задержками (в частности, на переключаемых линиях задержки в виде световодных сегментов) подачей оптического сигнала на ОВ-входы радиоизлучателей, рисунок 1.9,

- на линиях с управляемой (либо заданной) дисперсией (включая использование чирпирующих решеток Брэгга, обеспечивающих различную задержку для различных спектральных составляющих оптического сигнала, включая использование линзы Ротмана для реализации различных путей для многолучевых АР) [61 – 75 и др.];

- ФАР/АР с параллельной обработкой сигнала (с так называемыми гибридными Фурье-процессорами) [76 – 79] и ФАР/АР с до-формированием радиоволны средствами оптики[80 – 83].



Рисунок 1.9 – Классификация существующих методов построения ФАР/АР с оптическим управлением

В АР с оптическим управлением временными задержками наиболее распространённым подходом является классическое диаграммообразование на основе управляемых волоконно-оптических линий задержки. Такие линии могут быть реализованы с использованием стандартных одномодовых волокон с низкой дисперсией, специальных дисперсионных волокон с повышенными значениями коэффициента дисперсии, а также волоконных брэгговских решёток (ВБР), выполняющих функции, аналогичные дискретным фазовращателям (ФВ) коммутационного типа, применяемым в СВЧ-технике. Управление линиями задержки может осуществляться как в динамическом режиме посредством внешних управляющих сигналов, так и за счёт заранее заданной конфигурации системы. В первом случае обеспечивается оперативное изменение направления главного лепестка диаграммы направленности, во втором – формируется фиксированный режим работы антенной решётки. Принцип формирования задержек зависит от типа используемого волоконно-оптического элемента. В системах на основе малодисперсионного волокна требуемые фазовые сдвиги создаются за счёт различия длин оптических трактов. При использовании специальных волокон с высокой дисперсией ($D \approx -70 \dots -100$ пс/км·нм) задержка определяется спектральными характеристиками сигнала. Например, для сигнала с шириной спектра порядка 1 нм прохождение участка такого волокна длиной около 1 км обеспечивает дополнительную временную задержку 70 – 100 пс, что соответствует значительному фазовому сдвигу в радиочастотном диапазоне. При этом зависимость задержки от длины волны близка к линейной, что делает подобные решения пригодными для работы с широкополосными сигналами.

Перечисленные компоненты используются для построения оптических диаграммообразующих схем на основе параллельных линий задержки. Управление диаграммой направленности осуществляется перестройкой длины волны лазерного источника, изменяющей распределение задержек между каналами (рис. 1.10).

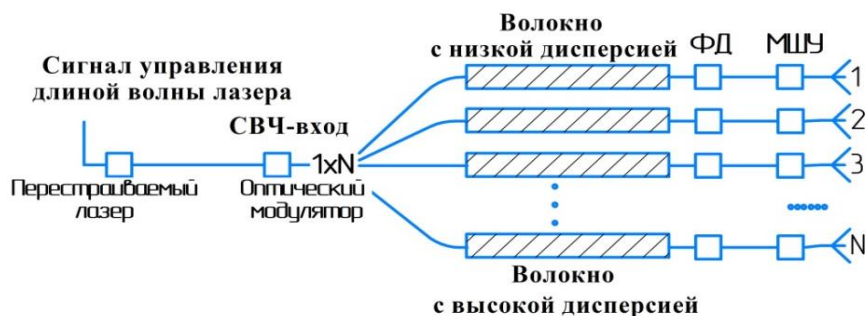


Рисунок 1.10 – Структурная схема ФАР/АР с оптической ДОС на волоконной дисперсионной призме; ФД – фотодиод; МШУ – малошумящий усилитель

Переключение линий задержки выполняется либо с помощью перестройки длины волны оптического источника в призмоподобном устройстве диаграммообразования, либо с помощью переключающегося набора из m дисперсионных элементов с увеличивающейся дисперсией $D_0, 2D_0 \dots 2^{m-1}D_0$ [пс/нм] и $(m+1)$ оптических переключателей 2×2 в матричных ДОС. Может использоваться селективный по длине волны оптический разветвитель, устанавливающий соответствие между данной λ , и излучателем ФАР/АР. Коммутируемая система линий задержек, как правило, выполняется с бинарным программируемым управлением с m -битным разрешением. При коммутации оптических переключателей по заданной программе полная дисперсия может меняться от 0 до $(2^m - 1)D_0$ [пс/нм] с инкрементом D_0 [пс/нм]. При отсутствии сигнала управления в каждом из каналов полные времена задержек на центральной длине волны λ_0 равны, вследствие чего ДН будет направлена по нормали к апертуре ФАР/АР.

На длинах волн, больших (меньших) от λ_0 , каждое волокно призмы с высоким коэффициентом дисперсии вычитает (добавляет) задержку, которая пропорциональна дисперсии (либо просто длине ОВ).

Кроме того, для реализации ДОС широко используются волоконные брэгговские решетки. Так при падении оптической несущей с длиной волны λ_i , которая была промодулирована в СВЧ-диапазоне, на ВБР, она проходит через периодическую структуру показателя преломления и отражается назад от определенного места решетки в соответствии с законом отражения Брэгга, что обеспечивает в результате суммарную задержку $2\tau(\lambda_i)$. В случае ДОС на ВБР оптический источник генерирует одну дискретно или плавно перестраиваемую оптическую несущую $\lambda(t)$, либо несколько оптических несущих $\lambda, \lambda_1 \dots \lambda_N$. Полная длина ВБР уве-

личивается линейно от первого к последнему каналу ФАР/АР, подключенных на разные длины волн оптического излучения, что обеспечивает прогрессивное увеличение задержек для одной λ во всех решетках. При этом данное увеличение соответствует заданному наклону главного луча диаграммы направленности ФАР/АР.

Другим вариантом ДОС является применение гибридных когерентных оптических Фурье-процессоров, которые позволяют уйти от вычисления в реальном масштабе времени фазы или задержки сигнала СВЧ-диапазона в каждом излучателе, т.к. взамен классической стратегии формирования используются голографические принципы формирования необходимых амплитудно-фазовых распределений ФАР/АР. В этом случае оптическое изображение ДН в пространственно-частотной области переносится на апертуру ФАР/АР уже как требуемое амплитудно-фазовое распределение (АФР) [76], рисунок 1.11. Такая ДОС может работать в режиме удалённого гетеродинирования.

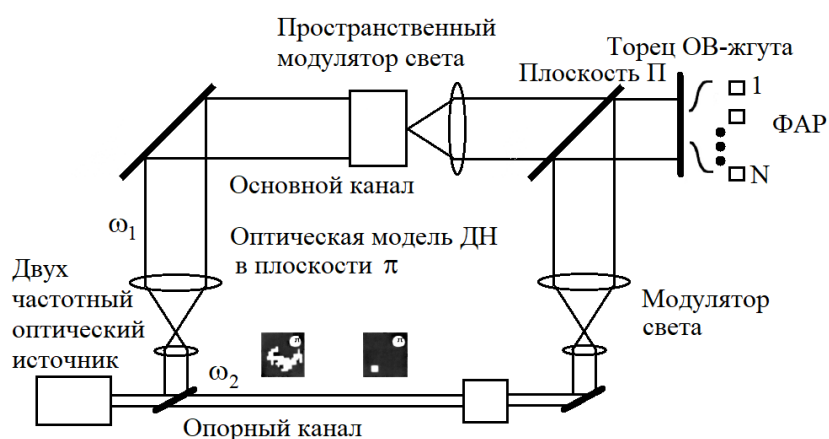


Рисунок 1.11 – Структурная схема ДОС для ФАР/АР, содержащей когерентно-оптический Фурье-процессор перед волоконной системой распределения сигналов на радиоизлучатели (пространственное АФР задано во входной плоскости)

Процессор Фурье на рисунке 1.11 выполняет преобразование входного светового поля с применением тонких оптических линз по аналогии с голографическими принципами [77]. Сечение ДН и его положение задаётся в оптическом виде в плоскости процессора Фурье как совокупность одного или нескольких дискретных прозрачных участков (пикселей) пространственного модулятора света. В плоскости Π формируется соответствующее Фурье-сопряжённое оптическое АФР электрического поля – АФР оптического поля, которое обеспечивает оптическую

ДН с заданным сечением в плоскости π . Данное оптическое АФР возбуждает входные торцы жгута ОВ, которые сгруппированы в плоскую оптическую апертуру – оптический аналог апертуры ФАР/АР. Каждое волокно обеспечивает взаимно однозначное соответствие между небольшой частью непрерывного распределения оптического АФР в плоскости Π и соответствующим радиоизлучателем решетки.

Фотоприемники преобразовывают оптическое АФР в аналогичное, но на частоте биений Ω , что и создаёт требуемую форму и положение ДН, которое задано прежде в оптической форме в плоскости π .

Метод до-формирования радиоволны средствами оптики основан на пропускании сформированной решеткой радиоволны миллиметрового диапазона по нормали (к плоскости решетки) через оптически управляемую систему, формирующую итоговую форму радиолепестка. Примером может быть схема диаграммообразования на *фотоиндуцированных решётках в кремнии*. Так диаграммообразующая схема реализована в виде кремниевой пластины, которая освещается лампой посредством вспышки через набор масок. Концентрация свободных носителей повышается в области засветки. Это приводит к образованию дифракционной отражательной решётки для волн миллиметрового диапазона, которые вводятся в пластину посредством диэлектрического волновода круглой формы. После этой кремниевой пластины радиоизлучение уже приобретает требуемое АФР.

Все из представленных на рисунке 1.9 подходов к формированию ДН ФАР/АР оптическими средствами актуальны для RoF-систем в общем случае, но конкретный выбор метода определяется из заданных особенностей применения системы передачи. Так, в частности, как 2, так и 3 категория методов по рисунку 1.9 трудноисполнимы в полностью волоконном виде. Фурье-методы требуют распространения волнового фронта в открытом пространстве (во free-space элементах), а методы до-формирования радиоволны требуют дополнительный к ФАР/АР открытый элемент, что может оказаться затруднительным. Для промышленных RoF-сетей представляется целесообразным использовать метод управления ДН ФАР/АР из категории 1 по рисунку 1.9 – т.е. управление задержками на базе систем в волоконно-оптическом исполнении для оптических сигналов, подаваемых на радиоизлучатели ФАР/АР. Но в этом случае с точки зрения построения RoF-системы возникает сложность подачи управляющего сигнала – требуется задействовать отдельный оптический канал, что не эффективно. Необходимо заме-

тить, что в проанализированных опубликованных работах не рассматривается задача использования данной ФАР/АР в телекоммуникационной системе, а лишь в виде единственного технического средства (например, локальной автоматизированной системы). Некоторое исключение составляет [84], где рассматривается RoF-сегмент с управляемой ФАР/АР, но и в этой работе не поднимается вопрос о выделяемом сетевом ресурсе в процессе доведения информации до абонента – предполагается, что для управления допустимо задействовать отдельный λ -канал. Что касается формирования и трансляции служебного сигнала, то в открытой печати представлены схемы формирователей, во-первых, не являющиеся волоконно-оптическими, и, во-вторых, не предполагающих трансляцию этих служебных сигналов в ВОСП технологического назначения.

Следовательно, представленные выше приложения – OBS, $F_\lambda S$, оптическое управление ФАР/АР, нуждаются в средствах полностью оптической быстрой коммутации; и в самом лучшем случае – если управление указанной коммутацией будет выполняться нереляционным образом. В известных применениях данных приложений управление выполняется либо электронным образом, либо требуется задействование дорогостоящего телекоммуникационного ресурса, который мог бы использоваться для транспортировки сигналов абонентов. Кроме того, экономия сетевого ресурса является весьма серьезной задачей для сетей технологического назначения ввиду значительного количества объектов связи, обслуживаемых ими, что также повышает актуальность полностью оптической нереляционной коммутации.

1.3. Выделенные подсети (VLAN) для высокоскоростных систем связи и компонентная база для их реализации

В современных высокоскоростных телекоммуникационных системах технология VLAN представляет собой механизм создания *выделенных подсетей* в рамках общей физической инфраструктуры и фактически является её необходимым, базовым элементом (рис. 1.12). Практика эксплуатации сетей показывает, что без применения VLAN построение масштабируемой, управляемой и предсказуемой по характеристикам сети оказывается существенно затруднённым, а в ряде случаев – невозможным [85, 86].

Суть технологии в том, что она, не меняя физической структуры сети, позволяет формировать совокупность изолированных подсетей с заданными характеристиками трафика и правилами обслуживания, каждая из которых функционирует как самостоятельная сеть. Тем самым VLAN работают как инструмент для перераспределения и структурирования общего телекоммуникационного ресурса.

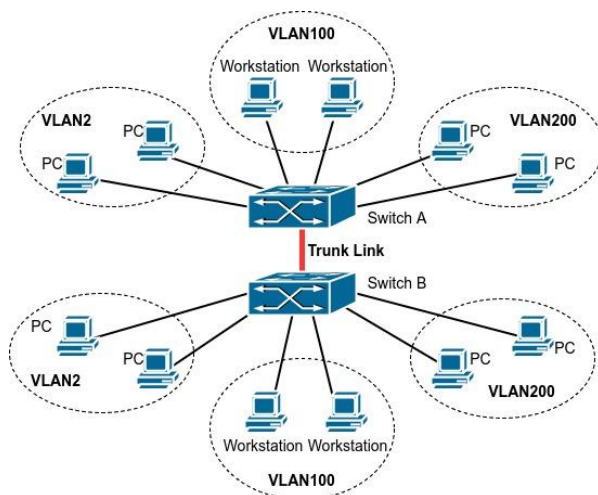


Рисунок 1.12 – Общий принцип организации выделенных подсетей (VLAN)

С точки зрения архитектуры VLAN реализуются на канальном уровне модели OSI и регламентируются стандартом IEEE 802.1Q [87], который определяет механизм маркировки кадров специальными тегами, идентифицирующими принадлежность трафика к конкретной выделенной подсети. Обработка VLAN-тегов, принятие решений о пересылке кадров и реализация политик сегментации осуществляются электронными коммутаторами. Таким образом, можно сказать, что, формирование и управление выделенными подсетями в рамках VLAN изначально базируется на электронных механизмах и требует участия управляющей плоскости, функционирующей на канальном и сетевом уровнях [85 – 89].

В зависимости от способа назначения портов коммутатора и потоков данных к выделенным подсетям различают статические и динамические VLAN. В статических VLAN принадлежность порта или абонентского устройства к конкретной подсети задаётся администратором заранее и сохраняется неизменной в течение всего времени функционирования сети. Такой подход отличается относительной простотой реализации, однако характеризуется низкой гибкостью и ограниченными возможностями адаптации к изменяющимся условиям трафика [90, 91].

Динамические VLAN, напротив, предполагают автоматическое назначение выделенных подсетей на основе дополнительных признаков, таких как MAC-адрес устройства, параметры аутентификации, политика доступа или текущее состояние сети. Как правило, данный механизм реализуется с использованием протоколов аутентификации IEEE 802.1X и RADIUS (Remote Authentication Dial-In User Service – расширенный протокол удаленной аутентификации пользователей), что обеспечивает более высокую гибкость и управляемость сетевой инфраструктуры [90 – 94]. Принципиальным отличием является возможность адаптивной реконфигурации путей передачи данных в зависимости от мгновенных требований сервисов, что напрямую коррелирует с задачей эффективного использования спектрального ресурса в xWDM.

Вместе с тем применение динамических VLAN сопровождается рядом недостатков, одним из которых являются дополнительные задержки, возникающие при переподключении узлов и (или) изменении их принадлежности к выделенной подсети. Согласно результатам исследований, приведённых в ряде работ [95, 96], суммарное время переподключения VLAN, включающее аутентификацию узлов, обновление таблиц коммутации и перенастройку логических соединений, может составлять десятки миллисекунд, а в ряде сценариев при высокой нагрузке сети возрастает на порядок, достигая сотен миллисекунд.

Существуют работы [97 и др.], посвящённые оптимизации сетевых задержек в VLAN-сетях путём внедрения дополнительных механизмов качества обслуживания (QoS) и усовершенствованных алгоритмов обработки очередей (например, методы из семейства IEEE 802.1Qav [97, 98] для потоков с жёсткими временными требованиями), однако они предлагают преимущественно ограниченное уменьшение задержек в специфических сценариях, а не кардинальное решение проблемы.

Таким образом, несмотря на то, что оптимизационные мероприятия способны снижать задержки в отдельных случаях, в полной мере устранить задержку, присущую VLAN, оказывается затруднительно. Поэтому в настоящей работе предлагается решать данную задачу иным образом. А именно – с использованием общего подхода, обеспечивающего существенное ускорение сетевых процессов, о котором речь шла выше – это перевод операций управления с вышестоящих на физический уровень.

Так из приведенного выше очевидно, что существующая VLAN-технология реализуется на базе электронных коммутаторов, функционирующих в соответствии с IEEE 802.1Q. Но если идти по пути понижения уровня OSI (до физического), то необходимо, во-первых, выбрать (задаться) физический процесс (эффект), который может быть задействован для данной функции, и, во-вторых, определить компонентную базу для его осуществления. В качестве такового физического эффекта в настоящей работе предложено выбрать функцию чирпа оптического импульса, которая в настоящее время никак не используется для логических задач управления сетями, а применяется лишь в некоторых случаях для компенсации дисперсии на ВОЛС [17]. Обсуждение данного эффекта представлено ниже; здесь же кратко остановимся на компонентной базе, которая будет необходима на сетевых сегментах при таком управлении¹⁸ ими. По компонентной базе, главным образом, это демультиплексоры и спектрально избирательные переключатели (основанные, главным образом, также на эффекте демультиплексирования), предназначенные для извлечения «дробной лямбды»¹⁸ из общего потока. Поэтому ниже приведена краткая классификация таковых, выполненная в результате анализа ряда публикаций. Так по работам [44 – 84, 99 – 104] проанализированы различные типы переключателей, а по работам [105 – 115] – демультиплексоры, основные параметры которых с точки зрения решаемой задачи представлены в сводных таблицах 1.1 и 1.2.

¹⁸ Предполагается, что оптический импульс может быть чирпирован в небольших пределах изменения длины волны, никак не попадающей, в частности, в соседний DWDM-канал. Следовательно, здесь по аналогии с технологией F_λS можно говорить о «дробной лямбде», точнее – «дробь λ-канала», представляющей спектральную часть, например, канала DWDM.

Таблица 1.1 – Существующие оптические демультиплексоры

Категория ширины спектральной линии	Тип / технология	Принцип работы	Спектральная линия / ширина	Количество выходов	Тип интеграции	Достоинства	Недостатки
Широкая ($\Delta\lambda \geq 0.1$ нм)	AWG (Arrayed Waveguide Grating)	Планарный массив волноводов с фазовыми задержками – дисперсионное разделение длин волн	$\approx 0.4\text{--}0.8$ нм (DWDM, 50–100 GHz) до 20 нм (CWDM)	8–64 (типично), до 128 и более	Планарный (чип)	Высокая плотность каналов, стабильность, массовое производство	Остаётся неясным, каким образом обеспечить термостабильность, ограниченная селективность для широких каналов
	AWGR (Arrayed Waveguide Grating Router)	Вариант AWG с маршрутизацией по портам; возможность механич. смещения выходов относительно модуля	$\approx 0.1\text{--}1$ нм (в зависимости от конструкции)	NxN (например, 16x16, 32x32, 64x64)	Планарный (чип)	Многопортовость, компактность, высокая интеграция	Необх. обеспечить термостабильность, нестабильн. констр. со многими выходами
	TFF (Thin-Film Filter)	Многослойные диэлектрические покрытия, отражающие/пропускающие заданные длины волн	Около 2–20 нм	2–8 (каскадно)	Свободное пространство / волоконный корпус	Низкая стоимость, простота, промышленная зрелость	Меньшая селективность, чувствительность к углу падения
Узкая ($\Delta\lambda < 0.1$ нм)	MRR (Microring Resonator)	Резонансные кольца, обеспечивают узкополосное пропускание	До десятых долей нанометра	2–16 (в каскаде)	Планарный (чип)	Компактность, высокая селективность, интегрируемость.	Темп. стабилизация, узкий допуск по спектру, только маломощные сигналы (~неск. нВт)
	FBG (Fiber Bragg Grating)	Периодическая модуляция показателя преломления в волокне (эффект Брэгга)	До десятых долей нм для длинных решёток; вообще свыше >1 нм	1–2 (основной канал + отражен.)	Волоконный	Высокая селективность, возможность тюнинга	Сложность масштабирования, механическая хрупкость
	Дифракционные/свободнопроводные решётки (EDG)	Разделение по длине волны за счёт дифракции и фокусировки в разные выходы	Доли нм ... до нескольких нм (зависит от free-space-оптики)	8–128	Свободное пространство	Простота принципа, высокая спектральная точность	Габариты, чувствит. к выравниванию, нестойкость к вибрациям; не определен порядок подключения ВОЛП
	AOTF (Acousto-Optic Tunable Filter)	Использует акустическую волну для управляемого дифракционного выбора λ	До 0,01 нм (зависит от конструкции)	1–2 (перестраиваемый выбор канала)	Свободное пространство / волоконный модуль	Гибкость, высокая селективность.	Сложность управл.: треб. эл. модуль и канал <u>для работы</u> , нестойк. к вибрациям

Таблица 1.2 – Существующие оптические коммутаторы/переключатели

Многопортовые (коммутаторы), более 8		Малопортовые (вентили), 2÷4 выхода	
Волоконно-оптические однопролетные	Волоконно-оптические каскадные	На подложке (на чипе)	Волоконно-оптические
Волноводные решетчатые маршрутизаторы на волоконных структурах Брэгговского типа (AWGR, аббр. от англ. Arrayed Waveguide Grating Routers)* – НП *Как правило, характеризуются широкой спектральной линией ~ 0,1 нм [4]		Микрорешетчатые структуры, включая резонансные дифракционные структуры, использующие связанность мод, включая плазменный резонанс – П	λ-избирательные Y-разветвители (AWGR) – НП
		MZI + эффект Поккельса, Керра, термopодогрев – П	
		MZI с нелинейным сдвигом фазы (MZI-PPLN) – П	
	Микрокольцевые резонаторы* (MRR [4]) – НП, П	Микрополостные структуры – НП, П	
		Акустооптические – П	
		Нелинейно-поляризационные структуры – П	
		Поворотное зеркало (возможно, +ЖК), MEMS – П	
		С использованием полупроводникового усилителя (SOA) – П	
		Полупроводниковый усилитель со средой на квантовых точках (CD-SOA) – П	
		MZI+SOA – П	
Для переключения оптических потоков (не предназначены для быстрой и постоянной перестройки) – целесообразны для систем с коммутацией каналов		Для переключения оптических сигналов (могут оперативно переключаться от одной информационной единицы к другой) – целесообразны для систем с коммутацией пакетов; но в своем большинстве работают с наномощностями и не подойдут для использования на традиционных ВОС	

Таблица 1.1 представляет классификацию существующих оптических демультимплексоров по ширине спектральной линии. В зависимости от конструктивных особенностей и принципа работы устройства подразделяются на две основные категории:

1. Широкополосные демультимплексоры ($\Delta\lambda \geq 0,1$ нм), к которым относятся:
– решётки на массиве волноводов (AWG), обеспечивающие планарное дисперсионное разделение длин волн с типичной шириной линии 0,4–0,8 нм для DWDM и до 20 нм для CWDM [105, 109, 114];

– тонкоплёночные интерференционные фильтры (TFF) [114], основанные на многослойных диэлектрических покрытиях и характеризующиеся полосой пропускания порядка 2 – 20 нм.

2. Узкополосные демультимплексоры ($\Delta\lambda < 0,1$ нм), включающие:

– микрокольцевые резонаторы (MRR), реализующие узкополосное резонансное пропускание с шириной линии до десятых долей нанометра [106 – 108];

– волоконные брэгговские решётки (FBG) [109, 114], использующие периодическую модуляцию показателя преломления в волокне для селективного отражения заданных длин волн;

– дифракционные (свободно-пространственные) решётки (EDG), обеспечивающие разделение за счёт дифракции и фокусировки в различные выходы [110, 112, 115];

– акустооптические перестраиваемые фильтры (AOTF), в которых выбор длины волны осуществляется управляемой акустической волной [111, 113].

В таблице 1.2 использованы сокращения, связанные со спецификой конструкций:

1. Перенаправляющие входной поток/сигнал исходя из его параметров (длины волны, состояния поляризации, и пр.), не меняя собственной структуры и свойств (не перестраиваются – *НП*). Соответственно, являются не реляционными [5, 45], и не требуют дополнительного канала управления. Почти не вносят задержку в сигнал, можно сказать – срабатывают за времена < 1 пс;

2. Создают путь для входного сигнала исходя из дополнительного управляющего воздействия, при этом, как правило, перенастраивают собственную структуру с изменением свойств (*П*). Соответственно, требуют дополнительного телекоммуникационного ресурса для управления; как правило, являются реляцион-

ными. Требуют на перестройку значительного времени: от наносекунд до десятков! миллисекунд [1, 3].

С точки зрения разделения устройств по мощности, можно выделить:

3. Волоконно-оптические – изготовлены преимущественно с самостоятельным соединением оптических волокон, по типу Y-разветвителей, с минимальным использованием подложки, смесительных элементов и пр. Имеют миллиметровые / сантиметровые размеры. Такие устройства, как правило, предназначены для работы со значительными мощностями (сотни мкВт ÷ десятки мВт) переключаемых сигналов, а значит – могут использоваться в составе традиционных ВОС;

4. На подложке – изготовлены в составе подложки, как правило, не имеют собственных (отдельных от подложки) входов/выходов в виде волоконных пикетайлов. Имеют микронные/субмиллиметровые размеры, и менее. Предназначены для работы с малыми мощностями: (нВт ÷ максимум единицы мкВт), вплоть до однофотонных сигналов. Не могут использоваться в составе традиционных ВОС, а предназначены для логических схем (ЛС) в составе оптического, радиофотонного устройства, включая – для нанофотоники и квантовых технологий.

Следует заметить, что устройства с AWGR характеризуются весьма широкой спектральной линией, что вполне оправдано для магистральных ВОС. Однако если рассматривать разветвленную оптическую линию с непротяженными сегментами, например, для управления AP/ФАР в системе RoF [116], то использование спектра по G.694 представляется с одной стороны высокорасточительным, а с другой – недостаточно быстро управляемым, даже (гипотетически) с привлечением технологии СЛК (суперканальной линейной карты). Поэтому для экономии телекоммуникационного ресурса и обеспечения быстрого нереляционного переключения следует задействовать дополнительный физический (оптический) ресурс, который может несложным образом передаваться в составе традиционного xWDM-канала (G.703/ IEEE 802.3ba/ IEEE 803.2ae), что позволит максимально сохранить существующую инфраструктуру ВОС, и реализовать быструю коммутацию оптических сигналов/пакетов.

При выборе в качестве такой сигнальной метки функцию чирпа [117] оптического импульсного сигнала (или ФИМД, как упоминалось выше) потребуются высокоизбирательный разделитель, в качестве которого не могут использоваться устройства, представленные выше. Но прототип такового рассмотрен в [116], а в [117] предложен принцип его использования на ВОС.

Перечисленное высокоизбирательное волоконно-оптическое устройство может быть построено на базе двухрезонаторного интерферометра Фабри-Перо (ДИФП), рисунок 1.13а. Как показано в ряде работ [118 – 121], данное интерференционное устройство обладает повышенной резкостью интерференционной картины ζ и потенциально может быть адаптировано для многопортового вывода сигналов путем формирования сложной структуры выходного зеркала. Принцип его действия основан на использовании дополнительного волоконно-оптического резонатора, а применение смесителя с градиентом показателя преломления, рассчитанным в ранних исследованиях [119] (рис. 1.13б) позволяет дополнительно повысить спектральную избирательность устройства. Именно этот прототип и представляется целесообразным взять за основу при разработке высокоизбирательного разделителя в рассматриваемой задаче.

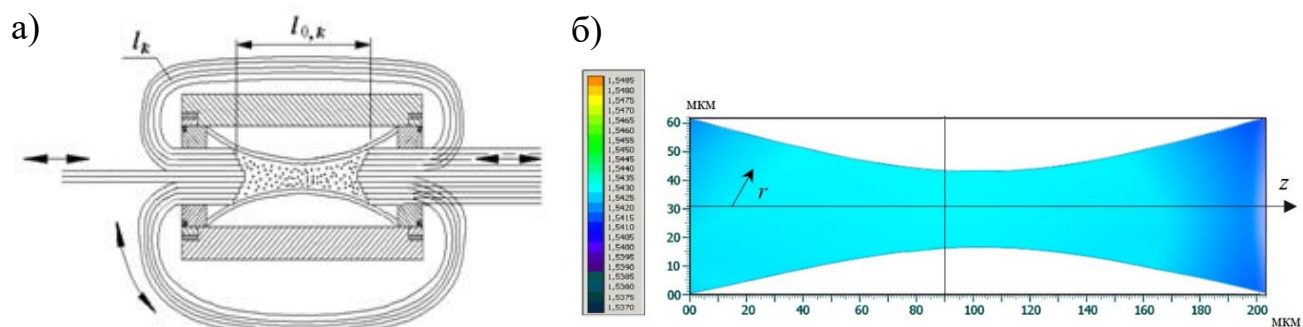


Рисунок 1.13 – ДИФП с неплоскими (гребенчатыми) торцами смесителя (а) и его конструктивные элементы по [119]; (б) градиент показателя преломления смесителя из [119]

Обобщение результатов позволяет выделить два основных вывода. Во-первых, сохраняет актуальность разработка энергоэффективных и высокодобротных оптических демультиплексоров и переключателей, обеспечивающих управление непосредственно в оптическом домене. Наиболее перспективным является нереляционный [5] принцип управления, при котором управляющая информация передаётся внутри самого информационного сигнала [5]. Такие устройства способны изменить архитектуру высокоскоростных сетей и обеспечить более высокий эффект по сравнению с применением вспомогательных решений, включая ускоренные алгоритмы коммутации, гибридные схемы преобразования длины волны с волоконно-оптическими линиями задержки [3, 38, 44] и оптимизацию обработки в VLAN.

Во-вторых, целесообразно разделить устройства оптической обработки на два класса: ориентированные на работу с оптическими потоками (каналами), к которым относится большинство существующих демультиплексоров и переключателей, и устройства, работающие с отдельными сигналами или пакетами. Такая классификация позволяет точнее определить функциональное назначение элементов в структуре полностью оптических сетей.

Отсутствие эффективных средств обработки телекоммуникационных сигналов (по G.703) в оптическом домене ограничивает развитие ряда технологий, включая OBS, F_λS и системы оптического управления ФАР/АР. В результате многие решения либо не доведены до полностью оптической реализации, либо фактически сводятся к режиму коммутации каналов, что снижает эффективность использования сетевых ресурсов [122 – 124].

1.4. Выбор оптического эффекта для создания дополнительного ресурса передачи в короткоsegmentных сетях городского масштаба

При выборе дополнительных характеристик и параметров оптического сигнала, которые могут быть использованы для создания дополнительного ресурса передачи, важным является возможность использования его в уже существующих сетях при минимальном изменении оборудования, стабильность приема с минимальными искажениями и т.д. Выбранные параметры должны устойчиво передаваться в ОВ (иметь «протяженно-распространяющийся характер»), адаптироваться на используемые в эксплуатации виды волокон, а также достигаться применением доступной компонентной базы.

К числу актуальных и часто обсуждаемых в научной литературе вариантов, позволяющих реализовать всё перечисленное выше, относится так называемый орбитальный угловой момент (orbital angular momentum – ОАМ) электромагнитной волны [125 – 136 и др.] – *вихревое поляризационно-фазовое состояние*, а также ряд других перспективных технологий [137]. В настоящий момент ОАМ успешно генерируется и считывается в широком диапазоне длин волн, но, во-первых, пока наблюдается его недостаточно устойчивая передача как в радио, так и в оптическом диапазоне на протяженные расстояния (до ~20...30 км в ОВ) и в искажающих средах, и во-вторых, еще ждет своей проработки серийная компо-

нентная база, необходимая для работы с ОАМ-сигналами. Существующие устройства, рисунок 1.14, обладают фиксированными параметрами, изменение которых в большинстве случаев возможно лишь в ручном режиме. Отсутствуют устройства адаптивной перестройки параметров ОАМ.

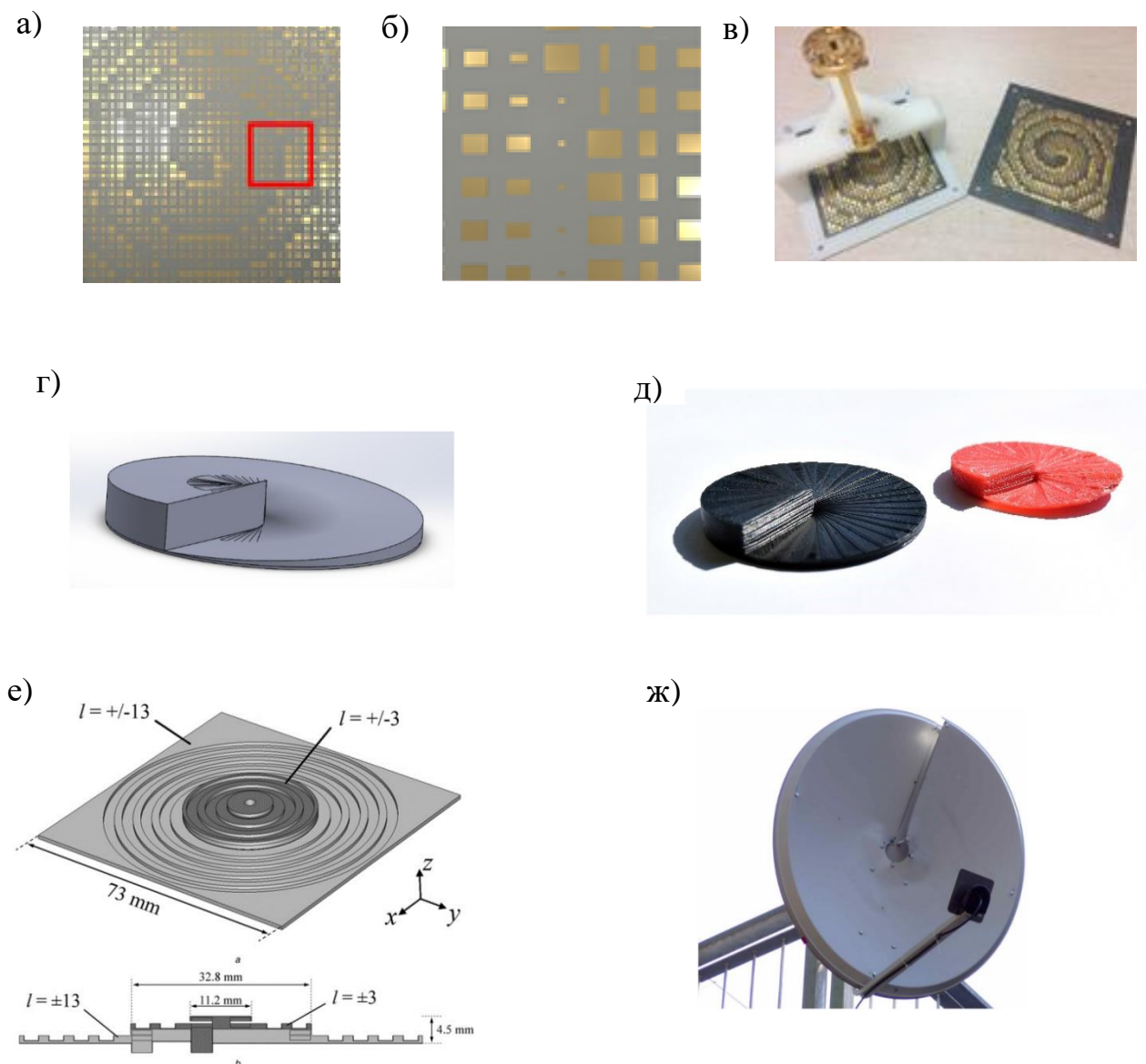


Рисунок 1.14 – Устройства генерирования ОАМ

На рисунке 1.14 представлено: (а) – фото пластины [125]; (б) – расшифровка радиоизлучающих элементов (их различная площадь обеспечивает возможность работы с широкополосным излучением); (в) – изготовление пластины – по технологии печатных плат; (г) – эскиз пластины и (д) – результаты изготовления фазосдвигающих пластин с применением 3D-печати [131]; (е) – фазосдвигающая пластина, предназначенная для генерации различных ОАМ [133]; (ж) – параболическое зеркало для генерации ОАМ [134].

Указанное свойство (ОАМ) пока не используется в качестве информационного параметра действующих систем связи, т.е. является новой «координатой», переносящей информацию. К настоящему моменту проработаны и лабораторно исследованы основные принципы построения систем связи с ОАМ-сигналами (специализированных), что обеспечивает принципиальную возможность создания таких систем. Однако установлено также, что ОАМ-сигнал является весьма хрупким образованием, и быстро деградирует под действием различных помех. Это в настоящее время ограничивает области их приложения – в сугубо малоискажаемых каналах связи (возможно – малопротяженных, прямой видимости, с малыми отражениями), а также и в интегральных устройствах. Но говорить о том, что сигналы действующих ВОС G.703/ IEEE 802.3ba/ IEEE 803.2ae могут быть снабжены еще и ОАМ-свойством при базовом сохранении (в основном) эксплуатирующейся сетевой инфраструктуры (включая – принципов и алгоритмов управления) пока не приходится.

С учётом сказанного, актуальным представляется исследование возможностей использования такого параметра, как функция изменения мгновенной длины волны оптического сигнала (*чирп оптического сигнала*) [17, 117], при построении высокоскоростных разветвлённых мультисервисных сетей.

Метод *частотной модуляции (ЧМ) сигналов* известен в технике связи уже более 50 лет. Изначально его применяли в радиодиапазоне для кодирования данных путём изменения частоты гармонического сигнала. В оптике же долгое время изменение длины волны (частоты несущей внутри канала) считалось нежелательным паразитным эффектом. А наблюдаемая трапецеидальная или как еще ее называют меандровая форма импульсов, генерируемых полупроводниковым лазером при амплитудной модуляции¹⁹ током накачки, была обусловлена температурными циклами нагрева и охлаждения резонатора. Эти циклы вызывали изменение его длины, что проявлялось в виде характерного сдвига длины волны на фронтах импульсов (рис. 1.15).

¹⁹ Передаваемое в оптической линии кодирование RZ (Return-to-Zero) представляло собой поток меандровых импульсов; логическая 1 – импульс и логический 0 – отсутствие импульса.

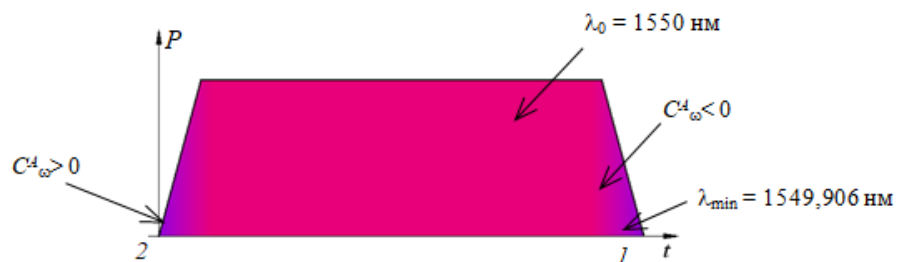


Рисунок 1.15 – Демонстрация чирпа на примере меандрового импульса, при амплитудной модуляции тока накачки лазера; C_{ω}^A – параметр чирпа (по [17])

При малом токе накачки (логический «0», низкая мощность P) резонатор почти не нагрет, его размеры минимальны. С ростом тока (логическая «1») мощность увеличивается, резонатор расширяется, и его резонансная длина волны растёт. В итоге на низком уровне мощности излучение имеет меньшую длину волны («синее»), на высоком – большую («красные»), как показано на рисунке 1.15.

Количественно этот эффект выражается в почти линейном смещении длины волны на фронтах импульса: передний фронт даёт переход от «синих» волн к «красным»²⁰, задний – обратный (моменты 1 и 2 на рис. 1.15). Как показано в [138, 139], фронты значительно короче равноамплитудной части, и мощность $P(t)$ меняется практически линейно; при этом длина волны также линейно зависит от времени: $\lambda(t) = \lambda_{\min} + M_{\lambda} \cdot t$ [140], где для типовых лазеров SFP-модулей $M_{\lambda} \cong 1,88 \cdot 10^9$ нм/с [141] (для центральной длины волны 1550 нм смещение составляет около 0,094 нм).

Именно такое изменение длины волны в пределах амплитудно-модулированного импульса, происходящее без прямой частотной модуляции, получило название чирп (chirp)²¹ оптического излучения. Следовательно, ФИМД (чирп) – это изменение частоты ω (или длины волны λ) в течение длительности импульса T , выступающее неизбежным следствием модуляции тока накачки лазера. Аналогичный линейный характер смещения длины волны в течение импульса проявляется в ВОС под действием дисперсии (прежде всего хроматической, а также поляризационной модовой и межмодовой) [17, 138, 139]; вследствие чего сигнал на выходе ВОЛП иногда называются чирпированным (см. Приложение 1).

²⁰ При увеличении мощности от минимального значения до установленного амплитудного; по направлению от 1 к 2. Вообще говоря, с точки зрения описания физического процесса в данной задаче выбор направления, и, соответственно – направления изменения длины волны, не является принципиальным, и влияет только на знак чирпа.

²¹ Непосредственный перевод с английского слова chirp даёт чирканье, т.е. незначительное изменение частоты на протяжении звукового сигнала.

Очевидно, что результирующее действие дисперсии (главным образом, чирп из-за дисперсии) на оптический сигнал в ВОЛП существенно зависит от того, каков чирп был у входного сигнала [17].

В ранних оптоволоконных системах с амплитудной модуляцией тока лазеров это явление (как линейная ЧМ) широко освещалось в литературе [142 – 147]. Позже выяснили, что смещение длины волны может быть и нелинейным (например, по отношению к эффекту фазовой само-модуляции (ФСМ) в ОВ[148]), но его по-прежнему называли чирпом [148 – 151 и др.]; для уточнения стали использовать термин «время-частотная характеристика» (ВЧХ) [150], акцентирующий изменение частоты во времени, причём независимо от того, носит ли это изменение линейный или нелинейный характер. В настоящее время ВЧХ применяется в различных технических системах [140, 142 – 151 и др.] – для сжатия лазерных импульсов, формирования сигналов заданной формы, компенсации частотно-зависимых искажений, и пр. В Приложении 1 представлена подробная характеристика существующих принципов чирпирования оптических сигналов и вариантов их применения.

Однако *в открытых источниках отсутствуют данные об использовании чирпа для управления сетью – то есть для задач выше физического уровня.* Вместе с тем не найдено методик построения ВОЛП-сегментов, где ВЧХ сочеталась бы с традиционной модуляцией. Нет и методик к применению чирпа в телекоммуникациях, учитывающие частотно-избирательные свойства широко применяемых²² оптических компонентов. Это подтверждает актуальность разработки подобного рода принципов и методик, в частности, методик управления RoF-сегментами и сегментами сетей городского масштаба, управления параметрами АР/ФАР и т.д.

Ввиду того, что предполагается использовать функцию изменения мгновенной длины волны (частоты) излучения наряду с традиционным(и) видом(ами) модуляции, т.е. фактически речь идет о добавлении информационной позиции к существующей модуляции оптического сигнала (амплитудной), то далее будем использовать такой введенный термин, как ФИМД, для обозначения данного эффекта.

²² Речь идёт о применении компонентов ВОЛП в соответствии с действующими нормативно-техническими документами по строительству сегментов ВОЛП.

Поскольку RoF-системы ориентированы на использование возможностей физического уровня, то использование ФИМД открывает возможности для адаптивного управления и на логических уровнях. ФИМД может быть использована в качестве параметра для передачи информации (например, для организации служебного канала), что не приведёт к сокращению основного информационного ресурса и, кроме того, обеспечит скрытность передачи. Следует заметить, что в отличие от ОАМ-сигналов, получение ФИМД-сигналов осуществить проще ввиду серийного изготовления многих компонентов (уже сегодня), актуальных для такой задачи – оптических микроструктурных волокон с высокой нелинейностью [152] и подобных. Кроме того, использовать ФИМД целесообразно как для выполнения логических функций, так и функций среды передачи (фактически, обеспечивать компенсацию искажений сигналов на ВОЛП тоже), что совершенно не свойственно ОАМ-сигналам²³. Применение ФИМД вполне может осуществляться на действующих xPON, MAN и подобных, для чего не требуется их существенная модернизация. Отсюда можно сделать вывод, что ФИМД-сигналы без существенных затруднений можно использовать на уже действующих сетях связи.

Таким образом, для расширения функциональности короткоsegmentных волоконно-оптических RoF-систем с добавлением физических принципов передачи информации, представляется интересным использовать ФИМД оптических импульсов. Кроме того, построение методик и схемотехнических решений требует, наряду с моделированием процесса распространения и перестройки сигналов в оптическом волокне, анализа того, как функция изменения мгновенной длины волны влияет на радиоэфир.

1.5. Выводы по главе I и постановка задач исследований

Таким образом, был выполнен анализ волоконно-оптических и радиофотонных систем, рассматриваемых в рамках концепции полностью оптических сетей. Радиофотонные технологии, обеспечивающие эффективное сопряжение оптического и СВЧ-диапазонов, позволяют не только реализовывать технологически удобные решения, но и формируют основу для дальнейшего развития перспек-

²³ Их самих надо оберегать от искажений.

тивных телекоммуникационных подходов. Одним из ключевых направлений телекоммуникационной радиофотоники являются системы класса RoF.

Проведённый обзор современного состояния RoF-сетей показал, что, несмотря на существенные преимущества и наличие развитой элементной базы, ряд технических аспектов по-прежнему требует доработки. В частности, в подобных системах практически не применяются адаптивные широкополосные и сверхширокополосные антенные решётки, вследствие чего отсутствуют эффективные методы их динамического управления. Недостаточно исследованы и адаптивные механизмы преобразования параметров сигналов, передаваемых по ВОЛС и далее излучаемых в радиоканал. Кроме того, ограниченное внимание уделяется организации служебных каналов связи, обеспечивающих сокращение используемого сетевого ресурса.

С учётом того, что концепция RoF базируется на особенностях распространения и взаимодействия электромагнитных волн в радио- и оптическом диапазонах, актуальным направлением является исследование физических эффектов, способных расширить функциональные возможности таких систем. Это касается как новых схем формирования сигналов, так и методов их преобразования. В качестве одного из перспективных оптических эффектов, применимого для повышения функциональности сетей MAN, рассматривается чирпирование оптического сигнала.

Полученные в работе результаты предполагается применять в дальнейшем при построении технологических сетей в рамках направлений «Промышленный интернет» и «Интернет вещей», а также в иных смежных областях. В связи с этим *в работе сформулированы и решены следующие задачи:*

1. Разработать метод управления волоконно-оптическим пакетно-коммутирующим сегментом с использованием процесса физического уровня для передачи управляющей информации в составе информационных пакетов, обеспечивающий переключение пакетов в оптическом домене без задействования узлового коммутационного оборудования уровня ядра сети, что обеспечит балансировку трафика и снижение задержек получения пакетов на приеме.

2. Разработать методику построения высокоизбирательного демультиплектора, позволяющего выполнять перенаправление пакетов на физическом уровне ВОЛП в соответствии с передаваемой в них служебной информацией, основанную на применении неперестраиваемого волоконно-оптического интерференци-

онного многопортового устройства.

3. Разработать методику управления радиосегментом волоконно-радиоэфирной сети с применением процесса физического уровня, осуществляющую передачу управляющей информации без задействования традиционного телекоммуникационного ресурса, обеспечивающую формирование динамических выделенных подсетей в радиосегменте без привлечения настроек коммутационного оборудования канального и сетевого уровней, и тем самым позволяющую снизить задержку получения пакетов на приеме.

4. Разработать метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала.

5. Разработать архитектуру волоконно-оптической линии с ФИМД-управлением, входящей в состав специализированных сетей, обеспечивающую минимизацию искажений передаваемого оптического ФИМД-сигнала и выработать требования к параметрам сегментов и протоколу маршрутизации.

Под архитектурой ВОЛС в работе понимается:

– специализированные сети MAN – xPON – DC-FC – DC-SDN-FC($F_\lambda S$)* – RoF, соответствующие стандартам G.703/ IEEE 802.3ba/ IEEE 803.2ae.

*DC-SDN-FC($F_\lambda S$) – реконфигурируемые оптические сети Центров обработки данных, использующие технологию Fibre Channel (FC), базирующуюся на распараллеливании процессов.

Глава 2. Разработка технических принципов построения волоконно-оптического интерференционного высокоизбирательного устройства для демультимплексирования и анализ его сетевого приложения

2.1. Телекоммуникационная задача, требующая применения волоконно-оптического устройства высокоизбирательного демультимплексирования

Согласно поставленным задачам исследований, вытекающим из проведенного анализа сетей с пакетно-коммутирующими сегментами, в том числе с VLAN, являющихся одним из случаев²⁴ таковых, справедливо сказать, что они требуют увеличения ресурса. Традиционно пакетно-коммутирующие сегменты требуют применения устройств быстрой коммутации ($<10^{-9}$ с), работающих в оптическом домене с сигналами, актуальными для волоконно-оптических сетей (G.703/IEEE 802.3ba/IEEE 803.2ae). Однако обзор, представленный в гл-1 настоящей диссертации (см. табл. 1.1, 1.2) показал практически полное отсутствие таковых – 1) обеспечивающих управление в волоконно-оптическом домене, 2) применимых по параметрам сигнала, главным образом – по мощности, в соответствии с перечисленными рекомендациями, и 3) позволяющих строить системы на своей основе с высокой степенью соединения узла [5], т.е. обладающих значительным количеством²⁵ (>8) оптоволоконных выходов. В условиях недостаточности устройств быстрой оптической коммутации многие задачи в данной области решаются с применением так называемой λ -коммутации, фактически сводящейся к мультимплексированию и демультимплексированию длин волн, что инициировало разработку технологии $F_{\lambda}S$.

Схожим подходом является концепция оптического суперканала [99], при которой передача клиентского трафика и настройка несущих длин волн выполняются единым управляющим модулем (суперканальной линейной картой, СЛК), рисунок 2.1а. Такой сигнал представляет собой группу тесно расположенных оптических каналов (порядка десяти), размещённых с шагом меньшим, чем в стандарте G.694, и обрабатываемых в ВОС как единое целое.

²⁴ Технология VLAN может использоваться как самостоятельная в пакетно-коммутирующей сети, так и для обеспечения служебной функции, в частности, для балансировки трафика.

²⁵ Последнее, в частности, актуально для сегментов с оптическим управлением антенными решетками.

В отличие от классического xWDM, где перестраивается отдельная несущая, в архитектуре суперканала изменяется вся совокупность длин волн одновременно, что упрощает управление и повышает скорость реконфигурации. Данный подход ориентирован на высокоскоростные оптические сети и эффективно применяется в современных ВОС.

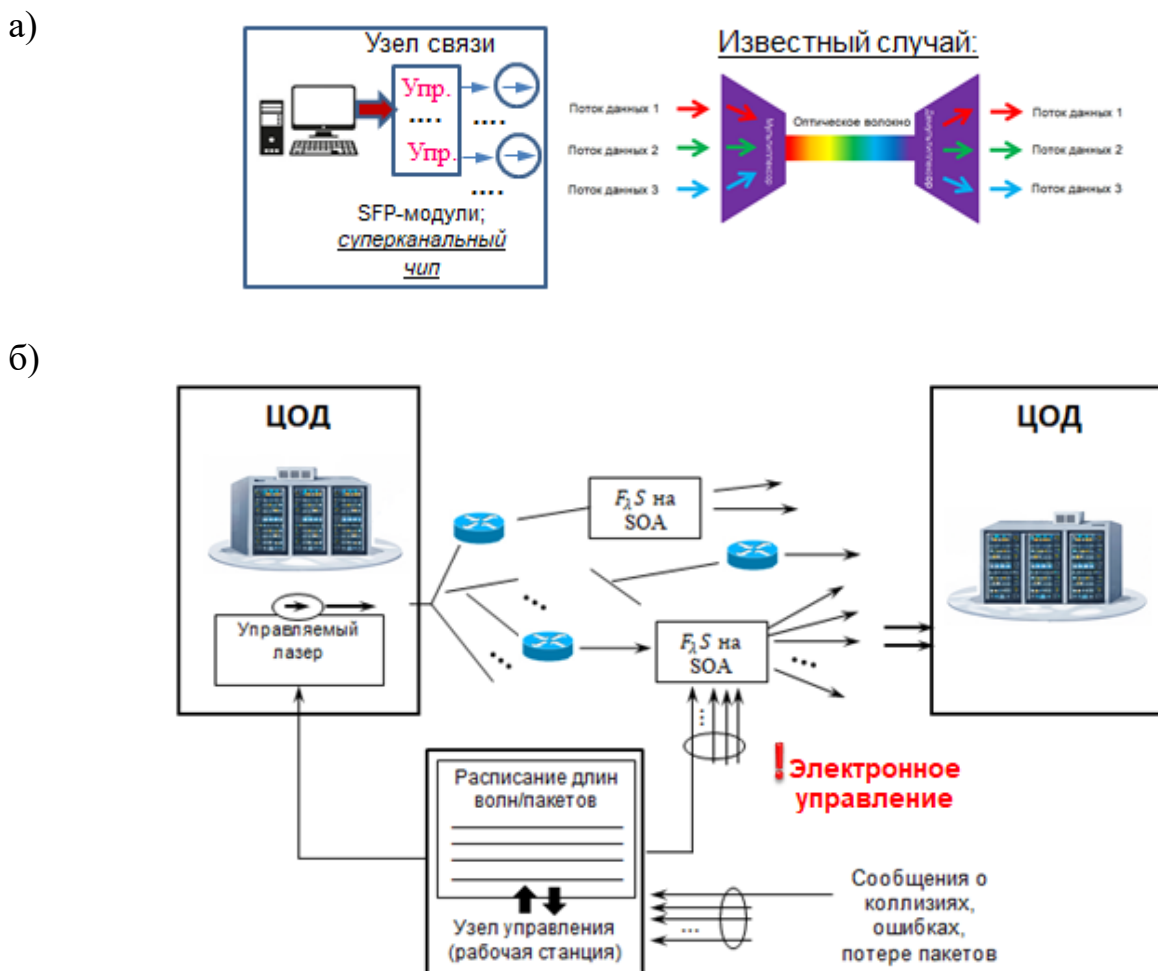


Рисунок 2.1 – Примеры существующих сетевых сегментов, для которых актуально высокоизбирательное демультиплексирование: а) с режимом коммутации каналов суперканальным чипом (DWDM); б) технология Fractional lambda switching ($F_{\lambda}S$)

Однако данный подход не относится к полностью оптическим решениям и основан на реляционном принципе управления. Кроме того, его функциональная модель соответствует коммутации потоков/каналов, а не обработке отдельных пакетов или сигналов. Несмотря на потенциально высокое быстродействие СЛК, позволяющее теоретически реализовать пакетную коммутацию в сетях MAN-класса

(xPON, FTTH и др.) [5], аппаратно данная технология для таких задач не предназначена. Дополнительно следует отметить, что её работа предполагает использование буферизации [99], что также ограничивает область применения.

В известных же сегментах $F_\lambda S$ (рис. 2.1б) требуется электронный канал управления для переключателя и дополнительно – синхронизация в процессе переключения (перенаправления), так называемая – «синхронизация часов» [3]. Суть синхронизации для $F_\lambda S$ заключается в том, что коммутация осуществляется строго определенные временные интервалы, которые жестко согласованы по всей сети. Это требует привязки всех коммутаторов к единой высокоточной шкале времени. Для достижения такой точной синхронизации применяются специализированные протоколы, такие как RTP (Real-time Transport Protocol), обеспечивающий синхронизацию в потоках данных реального времени, и более точный протокол PTP (Precision Time Protocol), предназначенный для синхронизации с точностью до субмикросекунд, что важно для корректного временного разделения в $F_\lambda S$.

Однако даже применение технологии $F_\lambda S$ не позволяет полностью решить проблему снижения задержек и повышения эффективности волоконно-оптических сетей с пакетной коммутацией. Основные ограничения связаны со сложностью создания эффективных полностью оптических буферов, необходимостью жесткой глобальной синхронизации, что требует сложных и дорогостоящих решений, а также с трудностями масштабирования такой архитектуры при увеличении нагрузки и числа узлов сети.

Сказанное выше свидетельствует о назревшей необходимости в разработке волоконно-оптических устройств, обеспечивающих построение эффективных пакетно-коммутирующих сегментов. Поэтому в настоящей работе предлагается выполнить разработку высокоизбирательного демультиплексора для его применения в пакетно-коммутирующем сегменте, рисунок 2.2, базируясь на многопортовом волоконно-оптическом интерференционном устройстве [119].

В рассматриваемом подходе перенаправление сигналов/пакетов осуществляется на основе функции чирпа (ФИМД) $C_\lambda(t)$, встроенной в сам передаваемый сигнал. Именно это свойство обеспечивает нереляционный принцип управления. Функция $C_\lambda(t)$ может задаваться как на узле связи, так и формироваться либо изменяться непосредственно в оптическом домене, например, под воздействием

мощности сигнала в нелинейном волокне [17], включая специализированные типы оптоволоконна.

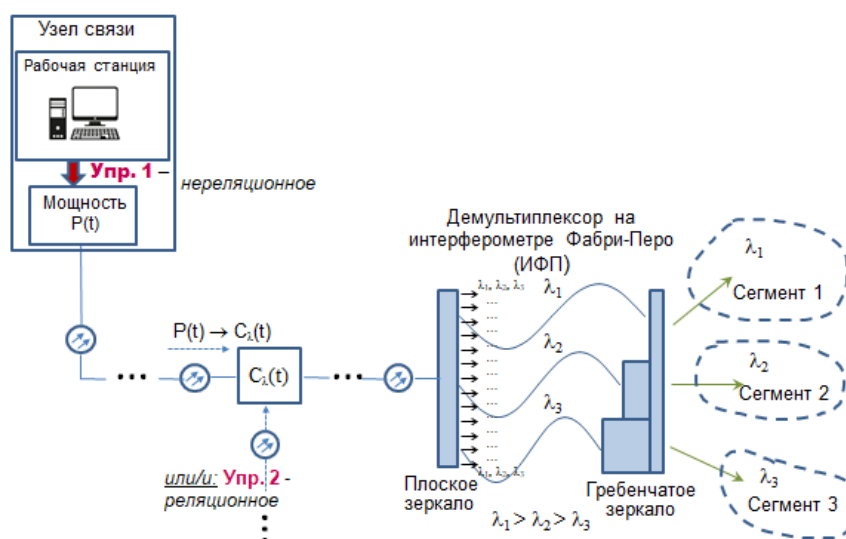


Рисунок 2.2 – Технический принцип применения демультиплексора на интерферометре Фабри-Перо в пакетно-коммутирующем сегменте

Для анализа чирпирования следует использовать интерференционное устройство, например, интерферометр Фабри-Перо (ИФП). Но как показали ранее выполненные исследования [118], двухрезонаторный ИФП (или ДИФП) обладает несколько большей резкостью интерференционной картины ζ при том же значении коэффициента отражения зеркал, а значит – и большей разрешающей способностью, в сравнении с классическим ИФП. Указанное свойство обусловлено наличием второго, связанного с первым (основным), резонатора – в виде волоконно-оптической петли обратной связи. Величина $\zeta_{ДИФП}$ зависит от соотношения мощностей в первом P_1 и во втором P_2 резонаторах. Максимальное значение $\zeta_{ДИФП}$ достигается, согласно [118], при $P_1/P_2 \sim 2,7 \dots 2,8$. Чтобы ДИФП получился многопортовым, главным образом – с большим количеством выходных световодов, например, для оптического управления АР [116], выходной торец (рис. 1.13а) должен быть образован не единственным на выход (учитывая обязательно присутствующие торцы второго волоконного резонатора, образованного дополнительными световодами), а многими световодами. Если все световоды как на входном, так и выходном торце, выставлены в соответствующих единых плоскостях, после чего отполированы с нанесением отражающего покрытия, то ДИФП получится с плоскими зеркалами. Если же световоды на торце (торцах) будут собраны

со смещением, то устройство будет спектрально избирательным и может либо вносить чирпирование в сигнал (если световоды второго резонатора также выставлены со смещением и имеют различные длины [119]: например, $l_1 < l_2 < l_3$), либо разделять входной сигнал исходя из значения мгновенной длины волны $\lambda_{\text{мгн}}$, т.е. функции чирпа $C_\lambda(t)$ [117]. Отсюда понятно, что одним из важных элементов устройства [119] является световодная структура (сборка), как раз и обеспечивающая спектральную избирательность, которая в данном случае и будет определять перенаправление пакетов/сигналов исходя из их чирпирования (см. рис. 2.2). Но в ранних работах [116, 118, 119] внимания на указанном элементе не было акцентировано; следовательно, не было проведено его какого-нибудь моделирования, проектирования и получения количественных оценок его параметров. Здесь же подробнее остановимся на проектировании такового. Учитывая, что данный элемент, рисунок 2.3, не только представляет собой совмещенные определенным образом световоды, но и должен быть выполнен с определенной полировкой и с последующем нанесением отражающего покрытия – для выполнения функций зеркала, далее будем его называть гребенчатым зеркалом, или для краткости – гребенкой, но подразумевая его зеркальные свойства [153 – 154].

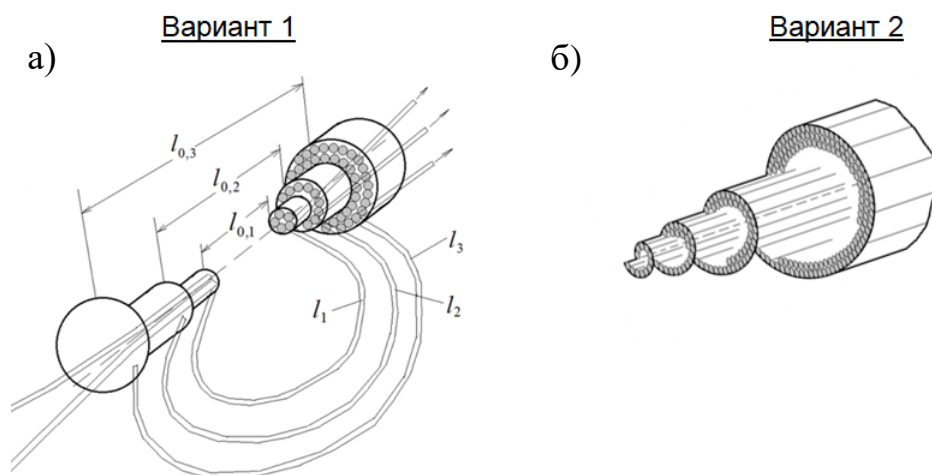


Рисунок 2.3 – Варианты построения гребенчатого зеркала, образованного торцами выходных и дополнительных световодов: а) ступенчато-гребенчатый вариант и б) спиральный вариант. Предполагается, что дополнительными световоды образуют второй резонатор, который не является высокодобротным, и если $l_1 < l_2 < l_3$, то какой-либо задержки в сигнал вноситься не будет, а резонирование будет происходить и для незначительного отличия длин волн

При проведении моделирования необходимо получить параметры гребенчатого зеркала, что позволит разработать методику его проектирования. Согласно [120], рассматриваемое зеркало в интерферометре относится к классу сложных структур и лишь в первом приближении может интерпретироваться как конически наклонное при малой амплитуде и плотном расположении ступенек. При увеличении их размера (порядка λ_0 и выше) формируется выраженный рельеф поверхности, что приводит к усилению нарушений конструктивной интерференции. Для компенсации данного эффекта в [119] предложено использовать смеситель с неоднородным материалом, обладающим градиентом показателя преломления κ , определяемым как ($\kappa = \text{grad}(n(r, z))$), [121] (рис. 1.13б). Это обеспечивает восстановление интерференционной картины стоячей волны в смесителе даже около сложных зеркал, приближая поведение системы к случаю ДИФП с плоскими зеркалами.

При проектировании гребенки надо учесть, что последняя должна обеспечивать, с одной стороны, эффективное разделение по выходным световодам chirпированного оптического сигнала в диапазоне $\Delta\lambda_{\text{раб}} = [0,001 \dots 0,01 \text{ нм}]$ (см. табл. 2.1), с другой стороны вносить наименьшие искажения в интерференцию. Как будет показано далее, представленные значения $\Delta\lambda_{\text{раб}} \leq \Delta\lambda_{\text{max}}$ вполне могут быть разрешены с применением ДИФП.

Таблица 2.1 – Сравнение диапазонов длин волн для реализации управления сетевым сегментом с использованием chirпированного сигнала

	Возможное значение $C_{\lambda, \text{max}} = \Delta\lambda_{\text{max}}$ (вблизи $\lambda_0 = 1550 \text{ нм}$)	Соответствующая отстройка радиочастоты для RoF-схемы	Специфика	Используем/ не используем
1	1 нм	125 ГГц	$\Delta\lambda$ является отдельным λ -каналом в xWDM (по G.957 ширина спектральной линии Δ не должна превышать: $\Delta = 0,5 \text{ нм}$ для STM-16; $0,1 \text{ нм}$ для STM-64+CWDM и $0,08 \text{ нм}$ для STM-64+DWDM)	—
2	0,5 нм	62,5 ГГц		
3	0,05 нм	6,25 ГГц		
4	0,005 нм	625 МГц	$\Delta\lambda$ не является отдельным λ -каналом в xWDM; при этом возможна работа радиоканала – с компенсатором дрейфа несущей (напр., см. [155])	✓
5	$0,0005 \text{ нм} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ нм}$	62,5 МГц	существенное повышение сложности изготовления и стоимости устройства	—

В силу сложности аналитического описания гребенчатого зеркала получение устойчивого и достаточно точного решения (с сопоставимой с исходными данными погрешностью) представляется затруднительным. Поэтому целесообразно использовать численное моделирование программным пакетом. Здесь следует сделать пояснение: аналитический расчет амплитуды (электрической напряженности поля световой волны) \dot{E} в рамках метода, базирующегося на приближении о медленно изменяющейся амплитуде [17], предполагающего отбрасывание вторых производных от E как по координатам ($\partial^2 E / \partial r^2 \approx 0$, $\partial^2 E / \partial z^2 \approx 0$), так и по времени ($\partial^2 E / \partial t^2 \approx 0$), хорошо работающий для протяженной световодной структуры, вряд ли позволит получить приемлемую точность решения в рассматриваемой задаче. Интегрирование уравнений второго порядка в граничных условиях, соответствующих конструкции рисунок 1.13а, с приемлемой точностью также представляется сомнительным, и является весьма трудоемким (с учетом постоянного анализа сходимости и пр.). Здесь следует заметить, что численное интегрирование как раз и является основой функционирования подавляющего большинства моделирующих компьютерных пакетов. Поэтому решено было воспользоваться именно таковым вариантом.

Существует ряд специализированных программных пакетов для моделирования процессов в волоконно-оптических структурах, таких как COMSOL, Tidy3D, Lumerical, и др., основанных на методе конечных разностей во временной области (FDTD – Finite Difference Time Domain). Однако в них достаточно сложно смоделировать многоэлементную структуру, рисунок 1.13а, а также не ясен алгоритм выведения их в режим решения обратной задачи. Во многих из перечисленных пакетов вообще нет возможности выполнять графическое рисование (графический интерфейс пользователя как таковой отсутствует).

Поэтому в качестве инструмента моделирования выбран пакет HFSS, который, несмотря на ориентацию на СВЧ-диапазон и использование метода конечных элементов (в отличие от FDTD-подходов, применяемых в специализированных оптических пакетах), позволяет эффективно решать задачи в постановке обратного моделирования. Дополнительным преимуществом является возможность импорта геометрии, в том числе из форматов AutoCAD, что упрощает задание расчетной структуры, не говоря уже о собственных возможностях рисования, а также – загрузку созданной (разработанной) библиотеки (специализированного файла) материала. Последнее необходимо в рассматриваемой задаче для модели-

рования неоднородной структуры, что при проведении расчетов играло определяющее значение. Кроме этого, HFSS позволяет проводить параметризацию конструкции – ранжирование параметров по значимости (с выявлением наиболее значимого), и оптимизацию (в том числе – и при решении обратной задачи). Но из-за того, что пакет ориентирован на СВЧ-диапазон, решено было проводить расчеты не для оптических длин волн и размеров, а для соответственно увеличенного (до СВЧ-длин волн) аналога – исходя из линейности эффекта интерференции.

2.2. Моделирование волоконно-оптического устройства для высокоизбирательного демультиплексирования

Итак, в связи с решением применить пакет HFSS для моделирования структуры (см. рис. 1.13, рис. 2.3), предназначенной для оптического диапазона длин волн, размеры конструкции решено было задать исходя из пропорционального (по отношению к длине волны) пересчета. Частота входного поля в расчетах была выбрана равной 30 ГГц исходя из доступности информации по материальным данным (проводимость, тангенс угла потерь и подобным для различных материалов). В HFSS оптические параметры (в частности, показатель преломления) не могут быть заданы напрямую, а только через параметры, свойственные СВЧ-диапазону. Так если при моделировании выбрать $\lambda_{\text{вх}} = 1 \text{ см}$, а в ВОС обычно $\lambda_0 = 1550 \text{ нм}$, то коэффициент пересчета получился равным: $K = 6452$.

Соответственно показатель преломления n задавался через диэлектрическую проницаемость как $n \cong \sqrt{\varepsilon}$ при $\mu = 1$; зеркала обозначались как объекты с потерями и электропроводностью σ : для оптического коэффициента отражения $\rho = 1$ коэффициент σ задавался равным $0,098 \text{ См/м}$, что свойственно для железа; для $\rho = 0,9$ задавалось $\sigma = 0,075 \text{ См/м}$ (подобно GaAs-ным структурам), и так далее. Потери на зеркалах задавались через тангенс угла потерь.

Идеология компьютерного моделирования была построена следующим образом. Сначала было рассчитано поле (стоячая волна) в резонаторе – смесителе ДИФП, обладающим плоскими зеркалами, рисунок 2.4, с последующей выгруз-

кой данных (т.е. поля, а именно – значений модуля для электрической напряженности $|\vec{E}|$) в отдельный вспомогательный файл.

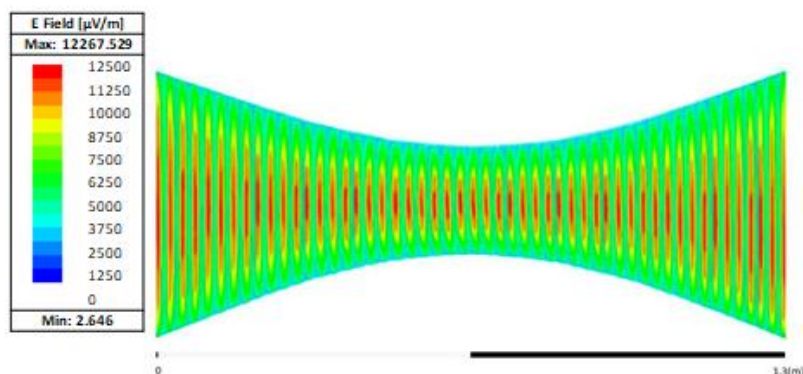


Рисунок 2.4 – Стоячая волна в смесителе ДИФП с плоскими зеркалами: характеризуется параллельно расположенными гребнями волны (показаны 1 через 8 для наглядности), свидетельствующими о наличии конструктивной интерференции. Результат представлен для коэффициента отражения зеркал $\rho = 0,85$ (пояснения см. далее)

После чего в режиме обратной задачи рассчитанное поле переносилось в модель ДИФП с гребенчатым выходным зеркалом и использовалось как целевая функция на первом шаге итерационного процесса. При этом анализ выполнялся для случая, когда гребенчатым являлось только выходное зеркало, а входное оставалось плоским. Попытка задать гребенчатую структуру для обоих зеркал приводила к отсутствию сходимости решения при любых значениях градиента показателя преломления k . Далее выполнялась параметризация модели с выделением ключевых параметров световодной гребенки, после чего проводилась численная оптимизация при вариации найденных параметров. Параметризация выявила, что наиболее существенное влияние оказывает кривизна (форма) выходного зеркала; следующим по значимости является градиент показателя преломления вблизи указанного зеркала (рассматривался интервал в 10 лямбд).

При оптимизации задавался критерий \mathcal{S} минимального отличия ширины получаемых гребней стоячей волны h в смесителе с криволинейным зеркалом относительно изначальной их ширины h_0 , соответствующей случаю плоских зеркал, рисунок 2.4, т.е. $\mathcal{S} = \min|h - h_0|$. Величина h , как известно [120], определяет резкость интерференционной картины, которую и требовалось по-возможности сохранить для ДИФП со сложным зеркалом. Кроме того, при моделировании ДИФП

со сложным зеркалом отслеживался порядок следования гребней стоячей волны (не допускалось их соединение или расщепление), возможен был только некоторый изгиб – в соответствии с изогнутостью зеркала. Рассматривались световодные гребенки двух видов – ступенчатая и спиральная, рисунок 2.3, в последней предполагалось размещение световодов без их ступенчатого смещения, но с полированием световодных торцов под углом < 90 град к оси световода. Это позволяло снизить потери на рассеяние в интерференционной картине, так как фактически имело место плоское наклонное зеркало в каждой точке без ребристости структуры, что увеличивало её резкость при аналогичных параметрах по сравнению со случаем ступенчатой гребенки, а значит – позволяло уменьшить k .

Проектирование гребенки выполнялось следующим образом: сначала находилась ее общая форма, рисунок 2.5, обеспечивающая наименьшее искажение интерференционной картины, в том числе – и при изменении длины волны в выбранном диапазоне (см. табл. 2.1) – с пропорциональным пересчетом.

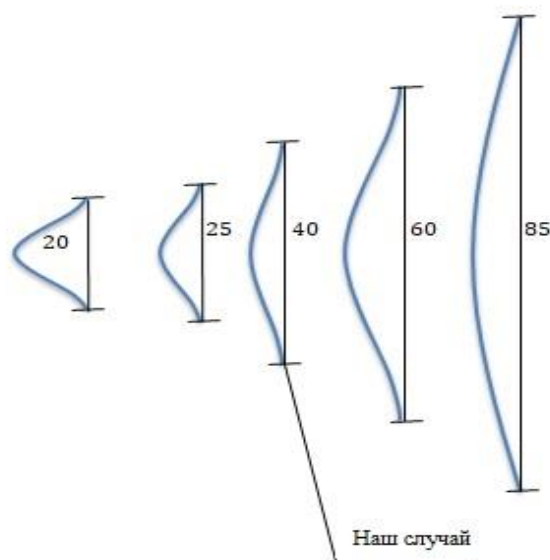


Рисунок 2.5– Найденные формы для выпукло-изогнутого гребенчатого зеркала ДИФП для различных его диаметров (размеры на рисунке – в сантиметрах).

Значимые параметры, выявленные при параметризации в HFSS:

- 1) градиент показателя преломления вблизи зеркала, 2) длина и ширина выступающей узкой части («носика») по отношению к диаметру основания,
- 3) соотношение длины «носика» и общей высоты выпуклости также с учетом диаметра. В расчетах предполагалось, что шероховатость (ребристость) зеркала отсутствует. Установлено также, что коэффициент отражения зеркал в пределах $\rho = 0,85...0,95$ (задаваемый в HFSS через σ) слабо влияет на результат

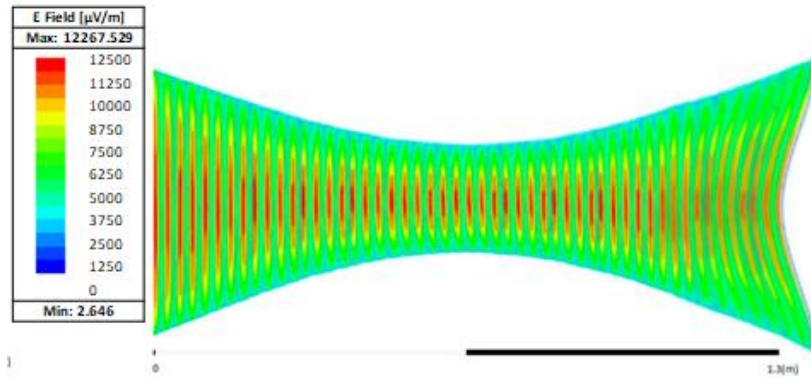
В процессе моделирования выполнялось также и небольшое варьирование показателя преломления вблизи данного зеркала (до 10 лямбд), что позволило получить уточненное k^* по отношению к ранее найденным значениям, которые использовались на первой итерации [116, 119], также способствующее минимизации \mathcal{J} .

Было установлено, что такое зеркало должно содержать характерный перегиб: с увеличением диаметра точка перегиба удаляется от оси, а сам перегиб уменьшался вплоть до его исчезновения. Для малых диаметров наоборот, перегиб становится более выраженным, а «носик» – более вытянутым, рисунок 2.5. При этом для различных диаметров такое изогнутое зеркало должно содержать плоский (хотя бы небольшой) «торец носика». Самый лучший результат в смысле \mathcal{J} был получен для диаметра выходного зеркала порядка 38,7см (для $\lambda_{\text{вх}} = 1\text{см}$) и при длине смесителя в 1,3м, который и был выбран для дальнейшего проектирования.

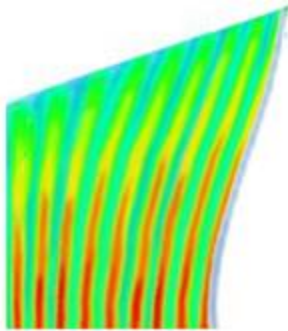
Затем для найденных – формы выпукло-изогнутого зеркала и k^* вновь выполнялось построение интерференционной картины – гребней стоячей волны, рисунок 2.6. Был получен следующий результат: вблизи сложного зеркала гребни соответствующим образом также претерпевают изгиб, некоторое расширение (увеличивается h), усугубляющееся к основанию зеркала (т.е. для больших r) вплоть до полного их пропадания, и расщепление. Последнее проявлялось значительно также для больших r и становилось заметным для ρ свыше 0,9.

Изменение длины волны несколько меняло картину: для более коротких волн эффект оказывался выраженным сильнее, чем для более длинных. Поэтому далее с целью уменьшения наблюдаемого, вновь выполнялся подбор k (вариированием только вблизи сложного зеркала, не далее 20 лямбд от «носика», чтобы не увеличивать чрезмерно время счета). Так был получен итоговый градиент показателя преломления k^{**} , обеспечивающий наименьшее разрушение интерференционной картины в рассматриваемой конфигурации. Он получился, в отличие представленного на рисунке 1.13б, несколько более уменьшающимся к самому зеркалу от краев смесителя (соответствующим большому радиусу). Но даже и при последующем установлении k^{**} на начало счета, описанной выше характер влияния значения длины волны сохранялся.

а)



б)



в)

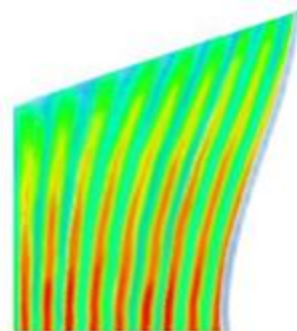


Рисунок 2.6 – Стоячая волна в смесителе ДИФП с выходным оптимизированным сложным зеркалом (а), характеризуется изогнутыми гребнями стоячей волны вблизи сложного зеркала: (б) для меньших длин волн (в расчетах $\lambda_1 = 1$ см, соотв. $\lambda_0 \cong 1,5499$ мкм) и (в) для бóльших длин волн ($\lambda_2 = 1,01$ см, соотв. $\lambda_0 \cong 1,5654$ мкм); $\rho=0,85$

По результатам анализа структуры световодной гребёнки можно сделать следующий вывод: для эффективного выделения коротковолновой составляющей сигнала резонансное взаимодействие с интерферометром должно происходить в области «носика» гребенчатой структуры, поскольку по мере приближения к её основанию наблюдается ухудшение чёткости интерференционной картины. Для более длинноволновых сигналов интерференционная структура сохраняет устойчивый характер не только вблизи вершины гребёнки, но и на некотором удалении от неё (т.е. с увеличением r). При дальнейшем увеличении длины волны область сохранения интерференционной картины к основанию сложного зеркала продолжается. Откуда ясно, что проектирование гребенки необходимо выполнять исходя из следующего:

- выходные торцы световодов для отведения более коротких волн из ДИФП должны устанавливаться ближе к «носику» гребенки (ступенька 1 на рисунке 2.7; каждая ступенька содержит несколько ярусов световодных торцов, образующих концентрические кольца относительно оси устройства),
- выходные световоды, отводящие более длинные волны – должны быть расположены далее от «носика» к основанию гребенки (ступенька 2);
- еще более длинные волны – еще дальше к основанию (ступенька 3), а также необходимо размещение торцов дополнительных световодов (образующих второй резонатор), обеспечивающих разделение мощностей в приведенном выше соотношении ($P_1/P_2 \sim 2,7...2,8$), из которого пропорциональным пересчетом можно получить, что дополнительных световодов суммарно должно быть примерно в 2 раза больше, чем выходных с каждой ступеньки для $\rho = 0,85$. При изменении ρ эта пропорция, очевидно, меняется. На рисунке 2.7 представлена схема объединения выходных и дополнительных световодов в гребенчатую структуру, соответствующая представленным соображениям.

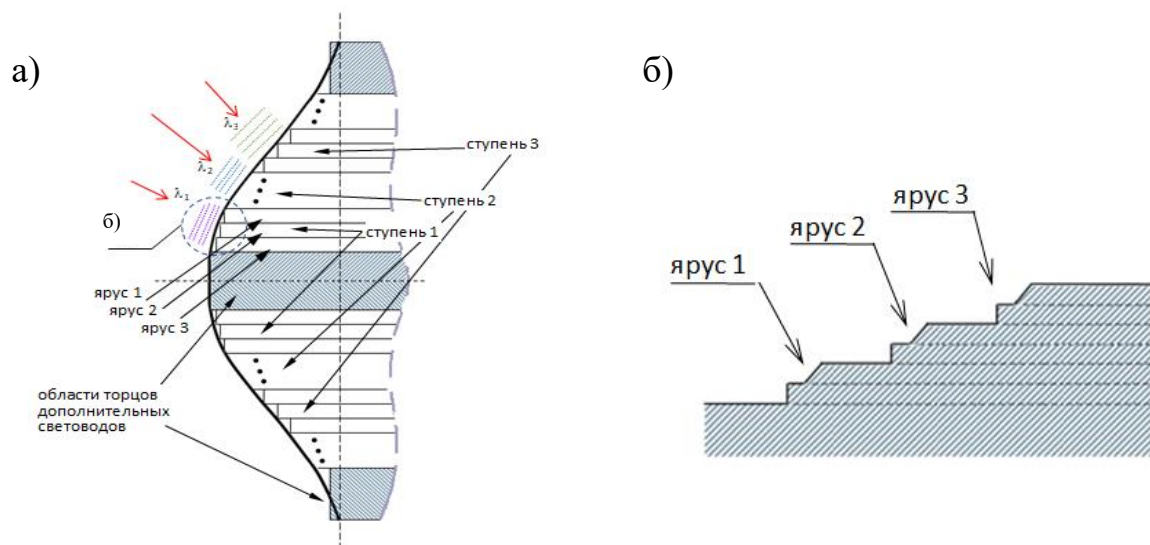


Рисунок 2.7 – Предложенный принцип построения ступенчатой световодной гребенки: а) общий вид (сбоку) и б) пример ступенчато-скошенной сборки первой ступени, состоящей из трех двухслойных ярусов световодов (световодных торцов). Скошенность торцов обеспечивает их квазипараллельность к фронтам стоячей волны. Сдвиг на первой ступеньке d_1 соответствует резонансу с λ_1 (представлен для наглядности не в масштабе). Угол скошенности зависит от расположения торца данного световода на гребенке, т.е. от удаленности его от оси

$$\text{устройства; } \lambda_1 < \lambda_2 < \lambda_3$$

Расчёты показывают, что при формировании гребёнки из трёх многоярусных ступеней, каждая из которых рассчитана на свою длину волны, отношение числа выходных световодов к числу дополнительных составляет около 1,665:1. При использовании 30...50 световодов на ступень во втором резонаторе потребуется порядка 100 световодов. Их целесообразно размещать вблизи вершины («носике») и у основания гребёнки, поскольку высокая спектральная селективность для второго резонатора не требуется. Каждая ступенька (в случае ступенчатой структуры гребенки), как уже упоминалось выше, образована несколькими ярусами с характерным смещением d , зависящем от выводимой длины волны данной ступенькой (определяется расстоянием между гребнями стоячей волны и будет обсуждаться далее). Каждый ярус может состоять из нескольких слоев, и ввиду того, что гребни стоячей волны являются наклонными к оси устройства в области торцов выходных световодов, то предложено полировку указанных торцов в ярусах также выполнить под углом < 90 град к оси устройства (по аналогии со спиральным способом размещения, т.е. со скошенностью) – в соответствии с расположением стоячей волны в данной области.

Для построения устройства целесообразно использовать световоды уменьшенного диаметра (< 4 мкм и порядка 1 мкм [156]) также с уменьшенным диаметром оболочки. Либо вообще изделие-гребенку выполнять не в виде волоконной сборки, а в виде цельно-литого изделия (например, литографическим способом [157]), а световоды приклеивать уже затем к его основанию. Но в любом случае необходимо заметить, что речь идет об уменьшении как световедущей части (в сравнении с традиционным случаем, например SMF-28), так и оболочечного пространства, что может привести к возрастанию перекрестных помех в данной области. Однако согласно работам [158, 159], в которых проведено моделирование и показано, что в многосердцевинных световодах перекрестные помехи остаются небольшими уже при оболочечном расстоянии между жилами порядка 0,1 мкм. Большие же диаметры оболочек (в 125 мкм в среднем для самых разных типов ОВ), по мнению авторов [158, 159], связаны в первую очередь с прочностными свойствами, а также с обеспечением возможности различных монтажных работ со световодами. Так согласно представленному, можно в качестве оценки остановиться на том, что поперечный размер слоя в ярусе (рис. 2.7б) может составлять порядка 1 мкм. Более тщательный выбор данного размера и, соответственно, окончательное проектирование схемы по рисунку 2.7а, потребует от-

дельного моделирования (желательно с применением уже специализированного для волоконно-оптических структур ПО) и представляется одной из тематик для дальнейших исследований.

Результаты моделирования показали преимущество ступенчатой гребёнки перед спиральной. Несмотря на несколько большие потери, она обеспечивает предсказуемое распределение выделяемых длин волн по выходным световодам и более высокий уровень мощности на требуемой длине волны. В отличие от неё, спиральная структура характеризуется менее контролируемым выводом спектральных компонентов, что затрудняет использование устройства в системах с фиксированным распределением сигналов, например при управлении элементами ФАР [116]. С учётом полученных результатов в качестве базовой конструкции выбрана ступенчато-скошенная гребёнка (рис. 2.7), сочетающая преимущества ступенчатой и спиральной архитектур.

Таким образом, представленное многопортовое интерференционное устройство может применяться для узкоспектрального (высокодобротного) разделения составляющих сигнала в зависимости от значения их мгновенной длины волны $\lambda_{\text{мгн}}$. Отсюда понятно, что одним из основополагающих параметров является его разрешающая способность $\theta = \lambda_0 / \delta\lambda$. Но если для классического ИФП с порядком интерференции m величина $\theta_{\text{ИФП}}$ однозначно определяется коэффициентом отражения зеркал ρ [120]:

$$\theta_{\text{ИФП}} = \pi m \frac{\sqrt{\rho}}{(1-\rho)}, \quad (2.1)$$

что находится из аналитической передаточной функции ИФП, то для рассматриваемого ДИФП величина $\theta_{\text{ДИФП}}$ аналитически получена быть не может – ввиду отсутствия аналитической передаточной функции устройства, обладающего к тому же градиентом показателя преломления κ (а точнее - κ^{**}). Поэтому проведем оценку $\theta_{\text{ДИФП}}$ по аналогии с $\theta_{\text{ИФП}}$ и исходя из параметров вычисленной в программе HFSS картины поля. Так, в ИФП, согласно [120], ширина интерференционной полосы по уровню половинной интенсивности резонанса, рисунок 2.8, выраженная в долях разности фаз δ , имеет вид:

$$\Delta\delta = \frac{(1-\rho)}{\sqrt{\rho}}. \quad (2.2)$$

Если рассматривать ширину интерференционной полосы как: $h = |z_1 - z_2|$, рисунок 2.8, то $\Delta\delta(z) = \frac{4\pi mh}{\lambda_0}$, и после подстановки в (2.1) получаем:

$$\delta\lambda \cong \frac{4n}{m} \cdot |z_1 - z_2| \quad (2.3)$$

Учитывая, что рассматриваемый ДИФП обладает градиентом показателя преломления, то окончательно можно записать:

$$\delta\lambda \cong \frac{4}{m} \cdot |n(z_1) \cdot z_1 - n(z_2) \cdot z_2| \quad (2.4)$$

Если порядок интерференционной картины ДИФП m в области световодной гребенки составляет ~ 400 для коэффициента отражения зеркал 0,85, то с учетом найденного k^{**} и рассчитанного значения ширины интерференционной полосы в области торцов выходных световодов, пересчитанной затем с коэффициентом K для оптического случая (составляет порядка 0,04 мкм с небольшой вариацией от r в третьем знаке, т.е. в зависимости от удаленности световодного торца от носика гребенки), получаем: $\delta\lambda_{\text{опт}} \cong 1,6 \cdot 10^{-5}$ нм, что можно считать вполне достаточным для выбранного диапазона chirпирования, (см. табл. 2.1). Здесь следует обратить внимание на то, что в расчетах предполагалось отсутствие рельефности на зеркалах ДИФП. При наличии последней $\delta\lambda_{\text{опт}}$ окажется больше. Но учитывая, что на функционирование устройства влияет не только его абсолютная разрешающая способность, а также и конструкция выходной части – световодной гребенки со ступенчатой структурой, предложено функцию chirпа тоже использовать ступенчатого вида. В частности, если $\Delta\lambda_{\text{max}} = 0,005$ нм, то для 3-х ступенчатой гребенки целесообразно взять: $\Delta\lambda_1 = 0$, что означает передачу сигнала на несущей и $\lambda_1 = \lambda_0$; $\Delta\lambda_2 = 0,0025$ нм и $\lambda_2 = \lambda_0 + \Delta\lambda_2$; и $\Delta\lambda_3 = 0,005$ нм и $\lambda_3 = \lambda_0 + \Delta\lambda_3$. Как видно из (2.4), устройство вполне позволит выполнить разрешение указанных длин волн. В отношении самой гребенки, т.е. смещения световодных ярусов: d_1 для первой ступеньки (рис. 2.7, рис. 2.8) соответственно: d_2 и d_3 для второй и третьей ступенек, их следует рассчитывать исходя из условия попадания максимумов стоячей волны на соответствующие ярусы, рисунок 2.8. Из-за того, что они имеют ненулевую толщину из-за сточенности (скошенности, рис. 2.7), особо узкой интерференционной линии добиваться и не следует.

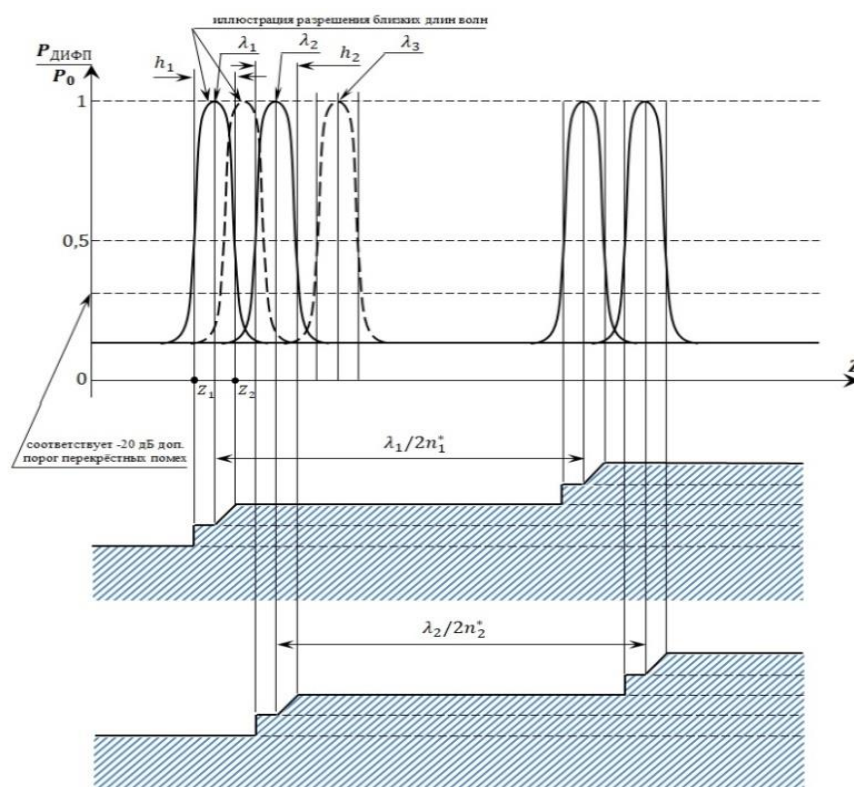


Рисунок 2.8 – Принцип выделения устройством интерференционных максимумов на длинах волн λ_1 и λ_2 различными ступеньками световодной гребёнки (с шагом между ярусами $\lambda_1/2n_1^*$ и $\lambda_2/2n_2^*$ соответственно; h_1 и h_2 – ширина интерференционных максимумов по [120]); здесь n_1^* и n_2^* – значения показателей преломления в области торцов данных ярусов. Согласно [118], резонансный спектр ДИФП отличается от аналогичного для ИФП более крутым спаданием максимумов при той же ширине интерференционной полосы. Кроме того, ДИФП свойственна слабая зависимость контрастности с ростом ρ для $\rho \geq 0,85$, приводящая последнюю фактически к наклонно-асимптотическому виду в отличие от ИФП, для которого контрастность продолжает увеличиваться вплоть до предела $\rho = 1$, что, по-видимому, связано с наличием второго не высокочастотного резонатора. При выборе конкретных значений λ_1 и λ_2 (в таблице 2.1 приведены оценочные величины) следует учитывать нормы на перекрестные помехи (Cross-talk) в ВОС в соответствии с G.709, G.984.2, согласно которым при изменении от значений λ_1 к λ_2 интерференционные максимумы должны перекрываться менее, чем на – 20 дБ

Важным является точность позиционирования ярусов гребёнки, обусловленная малым различием рабочих длин волн λ_1 , λ_2 и λ_3 . Вместе с тем технологии

изготовления волоконно-оптических структур с субнанометровой точностью уже продемонстрированы в работах [160]. Альтернативным решением может служить изготовление гребёнки в виде единого элемента по методике [157]. Следует отметить, что расчёты распределения поля в смесителе ДИФП выполнены с использованием неспециализированного программного пакета, выбранного благодаря широким возможностям моделирования. Полученные результаты носят оценочный характер и могут быть уточнены на этапе детального проектирования²⁶ с применением специализированного программного обеспечения.

Представленные результаты получены без учёта оптических потерь. В первом приближении их можно разделить на две группы: потери, обусловленные свойствами используемых материалов, и потери, связанные с особенностями формирования интерференционной картины. Первая составляющая определяется затуханием в оптической среде и для современных материалов обычно невелика ввиду малых размеров устройства. Более существенное влияние оказывают конструктивные потери, обусловленные наличием ненулевой постоянной составляющей интерференционного поля и особенностями структуры устройства. Для оценки таковых рассмотрим соотношение: $\xi = (E_c/E_p)100\%$, где E_c представляет амплитуду в минимуме (по расчетам на рисунке 2.4 примерно равную ~ 2700 мкВ/м), и E_p – на вершине интерференционного пика ~ 12500 мкВ/м, следовательно $\xi_{0,85} \cong 20\dots 22\%$ для $\rho = 0,85$. Однако с ростом ρ величина ξ заметно снижается: для $\rho = 0,9$ получается $\xi_{0,9} \cong 14\dots 16\%$; далее – $\xi_{0,95} \cong 7\dots 8\%$, и $\xi_{0,98} \cong 3\dots 4\%$. Но безусловный выбор высоких коэффициентов отражения не следует считать целесообразным, так как чем выше ρ , тем конструкция получится дороже и значительнее скажутся погрешности и невязки изготовления. Выбор $\rho = 0,85$ для проведения настоящих расчетов обусловлен анализом ранних исследований [118], но задача оптимизации ρ представляется значимой и является предметом отдельного исследования с применением специализированного ПО.

Повышение спектральной селективности может быть достигнуто за счёт сочетания градиентного профиля показателя преломления с дисперсионными свой-

²⁶ Полученные результаты правильнее было бы считать лишь приближенными, а в случае необходимости их уточнения – структуры поля вблизи выходного торца смесителя, и подобных, что значительно влияет на последующее конструирование компонентов (целесообразность и расчет углов скошенности световодных торцов на ярусах гребенки, количество и структуру ярусов, и прочее) следует проводить с более подходящим программным средством, что можно считать направлением дальнейших исследований. Скорее всего это позволит определиться и с наибольшим возможным количеством ступенек гребенки (по оценке их может быть в пределах 10 шт.), сделать анализ влияния рельефной структуры зеркала, а значит – и определить потенциальные возможности устройства.

ствами смесителя. Это способствует более выраженному пространственному разделению интерференционных максимумов для различных длин волн. Сказанное также представляет собой интересную задачу для дальнейших исследований. Возможно, последнее обеспечит необходимость в меньшем значении k (точнее – k^{**}), что в конечном итоге будет способствовать удешевлению устройства.

Еще немного хочется остановиться на технологическом аспекте изготовления устройства. Для снижения сложности изготовления в последствии следует ориентироваться не на традиционные технологии сборки, ставшие уже классическими для волоконно-оптических изделий, а, скорее всего, привлекать *нанометровые техпроцессы*, которые самым активным образом развиваются сегодня как в электронике [161], так и в оптике [162], и уже выходят на уровень серийных производств. Одним из сложных элементов ДИФП, несомненно, является градиентный смеситель, который, согласно ранним исследованиям, может быть выполнен из наноструктурного ситаллового стекла [121].

Следует отметить, что подобный подход трудно адаптировать для серийного производства, поскольку подбор заготовок с требуемыми размерами и распределением показателя преломления представляет собой сложную технологическую задачу. В работе [121] исследовалась возможность формирования необходимых градиентов в оптически прозрачных материалах с использованием доступных технологий. Существуют и иные подходы к решению данной задачи – например, с привлечением технологии квантовых точек. Последние, как показано в [163], определяют макроскопическую диэлектрическую проницаемость ϵ , а с ней – и значение n , и, кроме того, обеспечивают планомерность свойств, что допускает применение метода для серийного производства. Причем указанное может реализовываться на аморфном материале, обладающем, как правило, меньшими погонными потерями в сравнении с кристаллитным ситаллом. Другие оптические свойства, такие как километрическое затухание и линейная составляющая усреднённого показателя преломления (n_0) вблизи телекоммуникационных длин волн, следует подбирать (проектировать) близкими к параметрам ОВ (например, по G.652, как наиболее распространенного в эксплуатации на сегодня в России).

2.3. Методика моделирования 3D-показателя преломления смесителя волоконно-оптического устройства в программе HFSS

Здесь представляется целесообразным подробнее остановиться на методике моделирования 3D-показателя преломления смесителя волоконно-оптического устройства в программе HFSS. Так, в отличие от имеющихся в HFSS вполне стандартных процедур, при помощи которых в настоящей задаче было выполнено:

1. Изображение достаточно сложной структуры устройства рис. 1.13), с внесением («импортом») чертежа из Автокада (можно импортировать также и из Наноклада – Российская версия), т.к. HFSS непосредственно не позволяет рисовать изогнутые линии и подобные сложные фигуры;

2. Задание (определение) оптических параметров через СВЧ-параметры;

3. Запуск счета (в том числе – итерационного) в режиме обратной задачи, когда в режиме прямой задачи рассчитывается поле в устройстве, затем оно выводится в отдельный файл (*.txt), и затем в режиме обратной задачи импортируется в другую модель – для первого прогона итерации;

4. Параметризация и оптимизация по выбранному критерию и при изменении задаваемых параметров (вообще, программа позволяет проводить оптимизацию и по ряду критериев, т.е. >1). В решаемой задаче использовался только один критерий \mathcal{J} , упомянутый выше.

Но в данной программе нет возможности непосредственно каким-либо образом (например, аналитически) задавать меняющиеся (градиентные) свойства материала, либо (непосредственно в программе) – их задавать численным образом. В описании к HFSS на сайте компании [164] лишь упоминается такая возможность, как представление рассчитываемой структуры в виде *вложенных подобных структур* (как матрешки), с изменением свойств – от одной вложенной структуры к другой. Но такой способ в рассматриваемой задаче никак не подходил – во-первых, он представлялся непомерно громоздким и трудоемким, учитывая сложный характер показателя преломления смесителя, во-вторых, его значения, полученные ранее [116, 119], не позволяли представить смеситель в виде подобных структур. Кроме того, характер показателя преломления таков, что смеситель в области входного и выходного зеркал весьма сильно отличается, рисунок 1.13 б и обладает весьма выраженной неравномерностью различий, из-за чего не получится представить весь смеситель в виде единого подобия.

Преодолеть ограничение позволил тот факт, что в HFSS возможен импорт библиотеки материала, т.е. внесение файла с численными значениями, представленными в установленном формате (т.е. поддерживаемом программой HFSS) и в установленном типе файла (*.amat), рисунок 2.9.

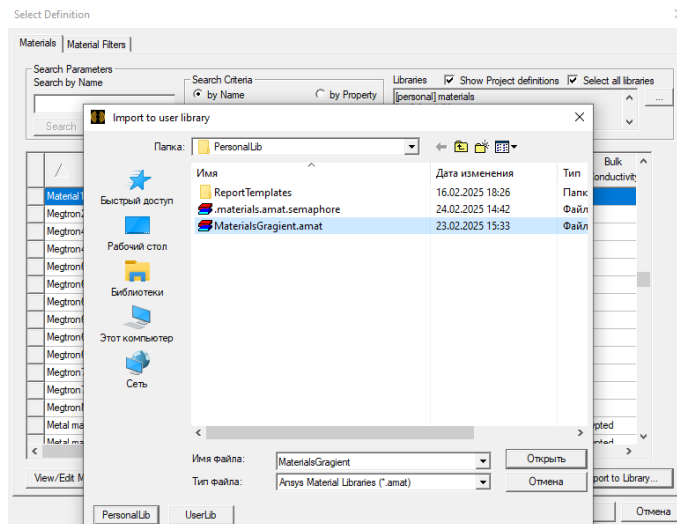


Рисунок 2.9 – Пример процедуры импорта библиотеки материала в HFSS

Оставалось только такой файл сделать из имеющегося файла со значениями для n , полученными в ранних исследованиях. В таком имеющемся файле значения показателя преломления представлены в виде таблиц (файл *.txt), выводимых в результате расчетов на языке FORTRAN-77 (который поддерживает работу с комплекснозначными выражениями) командой FORMAT. Этот имеющийся файл не распознавался программой HFSS, так как требуется перечисление без окончания строки, и записи должны располагаться последовательно через точку с запятой без окончания строки. В имеющемся (старом) файле записи были представлены построчно, как это и свойственно для FORTRAN. Отсюда следовало, что имеющийся файл должен быть непременно переформатирован. В ручную это не представлялось возможным (там присутствует порядка 50 тыс. значений, т.е. записей!), кроме того было очевидно, что потребуются получать значения, расположенные между имеющимися (по координатам). Причем эти промежуточные значения могут меняться (и их количество – тоже меняться!) в процессе расчетов. Такое необходимо из-за того, что при моделировании потребуется изменять шаг сетки. Следовательно, оставался неясным вопрос – каким образом получать значения показателя преломления внутри существующего шага, что требовалось

при обеспечении стабильности решения. Так было решено составить для этого программу на языке программирования Python.

Первый способ, которым была сделана попытка решить данную задачу, состоял в получении аналитического выражения для 3D-функции $n(x, y, z)$ в виде интерполяционного многочлена, который предполагалось построить по известным точкам данных в трёхмерном пространстве (x, y, z) , рисунок 2.10 а, что позволяло бы затем получать любые внутришаговые значения для n . Вообще, такой подход широко применяется для нахождения значений между известными точками, например, для создания плавных переходов между измеренными значениями в трёхмерных наборах данных (изображения, видео, звуковые сигналы и т.д.). Но даже в линейном случае при интерполировании функции в трех измерениях (линейно по каждой переменной) количество искомых коэффициентов (с которыми затем требовалось работать!) непомерно возросло с увеличением количества точек [165]:

$$\begin{aligned} n(x,y,z) \approx & a_0 + a_1 \cdot n_{000} \cdot (1-x) \cdot (1-y) \cdot (1-z) + a_2 \cdot n_{100} \cdot x \cdot (1-y) \cdot (1-z) + \\ & + a_3 \cdot n_{010} \cdot (1-x) \cdot y \cdot (1-z) + a_4 \cdot n_{110} \cdot x \cdot y \cdot (1-z) + a_5 \cdot n_{001} \cdot (1-x) \cdot (1-y) \cdot z + \\ & + a_6 \cdot n_{101} \cdot x \cdot (1-y) \cdot z + a_7 \cdot n_{011} \cdot (1-x) \cdot y \cdot z + a_8 \cdot n_{111} \cdot x \cdot y \cdot z. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Выражение (2.5) записано для наглядности примера, когда $n(x, y, z)$, известен в восьми узлах куба: $(0,0,0)$, $(1,0,0)$, $(0,1,0)$, $(1,1,0)$, $(0,0,1)$, $(1,0,1)$, $(0,1,1)$, $(1,1,1)$, т.е. имеет значения: n_{000} , n_{100} , n_{010} , n_{110} , n_{001} , n_{101} , n_{011} , n_{111} . Для случая нелинейной интерполяции, когда

$$\begin{aligned} n(x, (\text{пусть пока } y, z = \text{const})) = & a_0 + a_1(x - x_0) + a_2(x - x_0)(x - x_1) + \dots \\ & + a_l(x - x_0) \dots (x - x_{l-1}) + \dots \end{aligned} \quad (2.6)$$

количество коэффициентов начинает превосходить даже само количество точек..... Но и для случая (2.5) не получалось эффективно (т.е. с доведением задачи до решения²⁷) аналитически смоделировать коэффициент преломления смесителя

²⁷ На Python для построения 3D-интерполяционного многочлена используются библиотеки `numpy` и `scipy` [166], например, с функцией `interp(•)` (из библиотеки `scipy`), которая позволяет найти коэффициенты полинома, базирясь на Методе наименьших квадратов (МНК) [165, 166].

даже на расстоянии 10 лямбд от зеркала и для невысокой²⁸ точности моделирования (не говоря уже о полном его представлении для всего смесителя!).

Поэтому решено было пойти по упрощенному пути, не пытаясь получить аналитический вид для $n(x,y,z)$. А именно – непосредственно вычислять значения коэффициента преломления между известными его значениями (в известных точках, полученных на ранних исследованиях) исходя из задаваемого (нового) шага, рисунок 2.10 б. Составленная для этого случая программа на языке программирования Python выполняет следующие действия:

1. Генерирует пустой файл с расширением (*.amat);
2. Считывает значения $n(x, y, z)$ из имеющегося (*.txt) файла с привязкой, понятное дело, данных значений к координатам;
3. В зависимости от дополнительно задаваемого нового шага (задавался в программе как процент от старого шага, Проц) между двумя соседними (например, по координате x) имеющимися значениями n_1 и n_2 вычисляются дополнительные значения показателя преломления, (см. рис. 2.10 б). В конфликтующих случаях, в частности – при отходе структуры от кубической, на скруглениях и т.д., результат берется как среднее арифметическое из конфликтующих значений;
4. Полученные значения для n возводятся в квадрат, т.к. HFSS понимает ε , а не n ($n \cong \sqrt{\varepsilon}$, предполагаем $\mu = 1$);
5. Сохраняются полученные значения (для ε) в сгенерированный файл в нужном для HFSS формате (с перечислением без окончания строк) на текущем старом шаге, затем на следующем новом шаге, еще на следующем новом шаге ..., и вплоть – до следующего старого шага (т.е. включая все промежуточные значения);
6. Переход на следующий старый шаг по координате x , и так – до завершающего из всех старых шагов.
7. Далее – аналогично для координат y и z ;
8. Получился новый файл (*.amat), заполненный значениями с нужным (новым) шагом.
9. Используемая программа представлена в Приложении 2.

²⁸ В таких моделях для однозначности решения требуется, чтобы искомой функцией был многочлен степени на единицу меньшей, чем число заданных узлов, и в узловых точках значения совпадали [165].

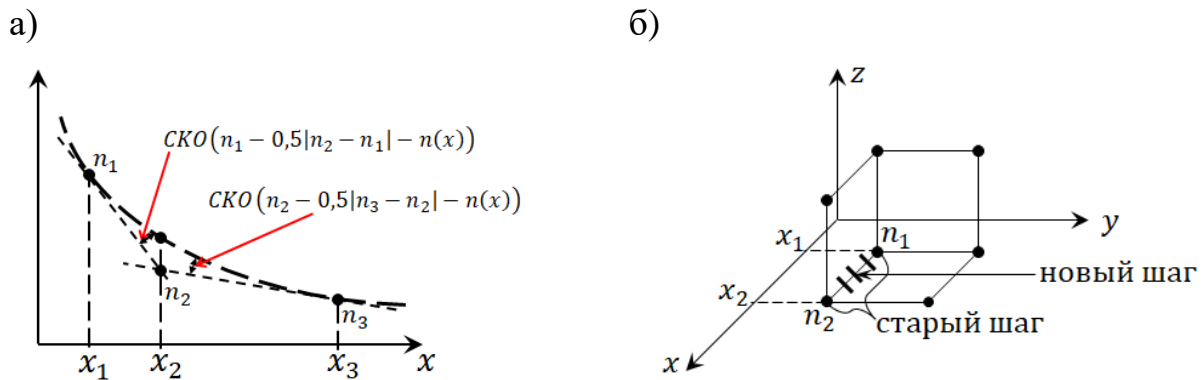


Рисунок 2.10 – Иллюстрация расчета параметров: а) критерий подбора функции $n(x)$ – через минимум среднеквадратического отклонения (СКО);

б) получение новых (межшаговых) значений для показателя преломления:

$$n_1^{(0)} := n_1; \quad n_1^{(1)} := n_1 + 1 \times \frac{\text{Проц}}{100} \times (n_2 - n_1); \quad n_1^{(2)} := n_1 + 2 \times \frac{\text{Проц}}{100} \times (n_2 - n_1) \text{ и}$$

так далее окончания выбранного (старого) шага

2.4. О сходимости точности численного решения модели

Здесь кратко остановимся на вопросах о сходимости, стабильности и точности решения, получаемого в HFSS в рассматриваемой задаче, учитывая что данная программа для оптического (волоконно-оптического) случая является неспецифичной. Согласно работе [164], основное ограничение применения HFSS для моделирования оптических процессов по сравнению со специализированными программными пакетами связано с особенностями используемого численного метода. При непосредственном моделировании явлений оптического диапазона необходимо задавать соответствующие длины волн, что требует существенного уменьшения размера расчётной сетки. В этом случае метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM), лежащий в основе HFSS, приводит к значительному росту числа расчётных элементов и, как следствие, увеличению вычислительной сложности задачи [167]. В отличие от FEM, метод конечных разностей во временной области (FDTD) менее чувствителен к подобному росту размерности модели, поэтому при сопоставимой точности расчётов зачастую требует меньших вычислительных затрат. По этой причине реализация оптических моделей в HFSS обычно сопровождается повышенными требованиями к производи-

тельности вычислительной системы и объёму оперативной памяти, что может стать существенным ограничением при проведении исследований. В связи с этим при использовании HFSS для решения задач оптического моделирования необходимо обеспечивать разумный баланс между точностью получаемых результатов, временем расчёта и потребляемыми вычислительными ресурсами. Ключевую роль в достижении такого компромисса играет выбор шага дискретизации, непосредственно связанного с параметрами расчётной сетки программы.

Известно несколько методов (алгоритмов) выбора шага счета в численных задачах [168] – правило Рунге, методы Рунге – Кутты, сравнение с точным решением, тестирование на эталонных задачах, асимптотические оценки погрешности: анализ остаточных невязок, сходимость по сетке (grid convergence), и похожие методы (развитие перечисленных методов). В рассматриваемой задаче первые несколько методов не подходили – как ввиду отсутствия точного (эталонного) решения, так и трудоемкостью аналитического анализа численных решений, полученных на различных сетках (интегральные оценки методами Рунге, Рунге-Кутты). К тому же, что в HFSS имеются собственные (встроенные) методы для такого анализа, базирующиеся на анализе остаточных невязок и сходимости по сетке.

Так в программе HFSS сходимость решения при моделировании отображается в виде графика в диалоговом окне Solution на вкладке Convergence [164], рисунок 2.11. График показывает ход итерационного процесса, который реализуется в ходе Refinement – адаптивного уточнения размеров ячеек сетки. Программа анализирует поле, выявляет области с наибольшей скоростью изменения и повторно разбивает модель, используя ячейки меньшего размера в критических областях. Процедура повторяется до того момента, пока решателем не будет признана получившаяся сходимость (что на графике соответствует снижению значения критерия сходимости ниже заданного порогового уровня).

На этой вкладке визуализируются ключевые метрики итерационного процесса решения [164]:

1. График сходимости (Convergence Plot):

- по оси x – номер итерации (Pass Number);
- по оси y – величина невязки (Delta S или Residual), в логарифмическом масштабе. Он показывает, как уменьшается ошибка между последовательными итерациями. Чем ниже кривая – тем ближе решение к сходимости.

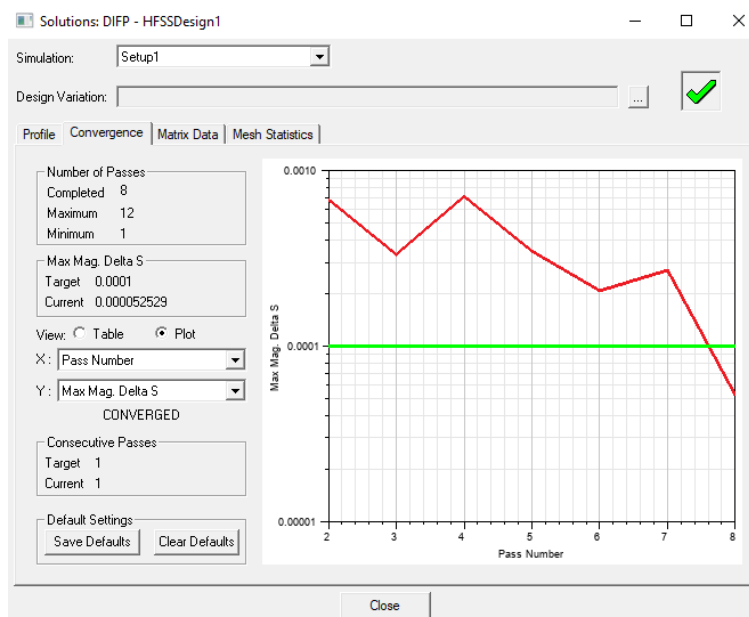


Рисунок 2.11 – Диалоговое окно Solutions²⁹ с результатами сходимости. На графике отображаются: текущее значение параметра сходимости (Current) – показывает, на какой итерации процесс остановился; предельная величина параметра сходимости (Target) – определяет, при достижении какого значения итерационный процесс останавливается. Сообщение CONVERGED в левой нижней части окна свидетельствует о том, что итерационный процесс следует признать сошедшимся

2. Таблица итераций (нужно перейти в режим Table), содержит столбцы:
 - Pass Number – номер итерации;
 - Delta S (или Residual) – норма невязки (разница между текущим и предыдущим решением);
 - Solved Elements – количество ячеек сетки на данной итерации.
3. Параметры итерационного процесса (Number of Passes)
 - Completed – количество выполненных адаптивных проходов (итераций) на момент контроля. Это фактическое число шагов, которое уже завершено;
 - Maximum – максимально допустимое количество итераций, заданное в настройках решателя. При достижении этого предела расчёт останавливается принудительно, даже если сходимость не достигнута;
 - Minimum – минимальное количество итераций, которое должно быть выполнено независимо от выполнения критерия сходимости.

²⁹ Диалоговое окно Solution (доступно через контекстное меню расчета → HFSS, Results Solution Data или аналогичное) содержит вкладку Convergence. Параметры сходимости задаются в: 1) Analysis Setup → Add Solution Setup (вкладка General), 2) в разделе Adaptive Options можно регулировать параметр: Min Passes.

4. Критерий сходимости по S-параметрам (Max Mag. Delta S)

– Target – целевое пороговое значение максимального изменения модуля S - параметров между последовательными итерациями. При достижении текущим значением величины, меньшей или равной этому порогу, сходимость считается достигнутой (в нашем случае было задано: 10^{-4});

– Current – текущее значение максимального изменения S-параметров, зафиксированное на последней выполненной итерации. Оно сравнивается с целевым порогом для определения факта сходимости.

Предполагается, что сходимость достигнута, если:

- кривая Delta S опускается ниже заданного порога (Convergence Delta S);
- в таблице последняя итерация имеет Delta S < порога;
- в строке статуса окна появляется сообщение Converged.

Соответственно, сходимость не достигнута, если:

- кривая не опускается ниже порога к Max Passes;
- Delta S колеблется или растёт.

Согласно описанию [164], скорость сходимости для разных электродинамических характеристик различается. Отсюда вытекает необходимость отдельного анализа сходимости по каждой величине при моделировании.

Однако в нашем случае не представлялось возможным сразу запустить моделирование до завершения (получения) процесса сходимости, так как уменьшение шага сетки было связано с изменением (пересчетом) файла, содержащего данные о показателе преломления. Поэтому получение решения выполнялось следующим образом:

1. Сначала был запущен счет с сеткой, установленной в программе по умолчанию, ячейки соответствовали $1/20$ от длины волны, используемой в расчетах (1 см) в режиме прямой задачи;

2. Далее ячейка уменьшалась на половину (на 50 процентов), и снова программа запускалась на счет также в режиме прямой задачи. После чего было выполнено сравнение с предыдущим случаем – визуально и по числам для амплитуд поля на гребнях и для координат, где они располагаются.

3. Далее снова выполнялось уменьшение шага с последующим сравнением результата. После нескольких итераций уменьшение шага выполнялось на 25 процентов, затем на 10 и на 5 процентов;

4. Наконец после завершения ряда итераций при анализировании получающихся результатов счета было сделано заключение о достаточности подбора шага – изменение амплитуд на гребнях в среднем было не более, чем в пределах 0,1%, и такое же смещение их координат. При этом была получена величина ячейки, примерно равная $1/64$ от расчетной длины волны, которая была признана удовлетворительной с точки зрения сравнения численных данных поля на предыдущих итерациях.

5. После чего программа с последней версией файла с показателем преломления была запущена на счет с адаптивной сеткой (также в режиме прямой задачи). После чего был выведен (получен) окончательный шаг сетки, фактически рекомендованный самой программой (примерно составивший $1/65,342\dots$ от длины волны). Затем файл с показателем преломления был вновь получен именно для данного шага. После чего программа снова была запущена на счет уже с анализом сходимости, рисунок 2.11.

Следует учитывать, что чрезмерное уменьшение шага расчёта не всегда приводит к повышению точности результатов. Напротив, рост объёма вычислений может сопровождаться накоплением численных ошибок и ухудшением сходимости решения. В работе [169] показано, что для многих инженерных задач существует оптимальная точность представления данных, обычно соответствующая 3...4 знакам после запятой, тогда как дальнейшее увеличение разрядности может приводить к росту вычислительной погрешности. По этой причине в настоящем исследовании использовалось не более трёх значащих цифр после запятой.

Так убедившись в удовлетворительной сходимости с полученным шагом сетки и, соответственно, и с получившейся версией файла, характеризующего показатель преломления, далее было выполнено моделирование в режиме обратной задачи – с нахождением наиболее значимых параметров влияния на интерференционную картину в смесителе, и с последующей оптимизацией, с получением результатов, представленных в § 2.2. При этом шаг сетки уже не менялся, а расчеты проводились не с адаптивным, а с установленным шагом. Файл с показателем преломления пересчитывался, но не в режиме получения межшаговых значений (с использованием программы на Python), а самой программой HFSS в процессе оптимизации – с переходом от значений k к значениям k^{**} , как это написано выше.

Но ввиду все же ограниченности³⁰ технических ресурсов счета, пересчет $\kappa \rightarrow \kappa^{**}$ выполнялся не для всего смесителя, а для расстояния (по оси z вдоль смесителя) в пределах 10 лямбд от выходного зеркала (от его «носика», т.е. при $x = 0$ и $y = 0$).

Таким образом, на основании анализа данных по сходимости решения, рисунок 2.11 (параметр Delta S (ΔS), который затем может использоваться для оценки: $\varepsilon = \frac{\|\Delta S_m - \Delta S_q\|}{\Delta S_q}$, где норма $\|\Delta S\|$ определяется как $\|\Delta S\| = \sqrt{\int |S(t)|^2 dt}$, S_q – полученное численное значение Delta S в точке сходимости на последнем, сошедшемся решении S_m – полученное численное значение Delta S в точке сходимости на предыдущем сошедшемся решении, общая относительная погрешность составила $\varepsilon \cong 1,43 \cdot 10^{-5}$, что является удовлетворительным результатом для решения задач, поставленных в работе.

2.5. Расчет информационной емкости и задержек передачи пакетов при использовании разработанного волоконно-оптического устройства

Для того, чтобы понять на каких характерных сегментах ВОС может применяться рассматриваемый метод перенаправления пакетов с чирпированием, выполнена оценка влияния на него хроматической дисперсии (ХД) со стороны световодов, составляющих основу современных Российских линий – SMF-28 (т.е. соответствующих G.652). Их параметры: коэффициент фазы по [17] $\beta_{2,1550} \approx -21,7$ пс²/км и, соответственно, дисперсионный коэффициент

$D_{ХД,1550} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \cdot \beta_2 \cong 17$ пс/нм·км в области длин волн $\lambda_0 \cong 1550$ нм;

$\beta_{2,1310} \approx -2,7$ пс²/км и $D_{ХД,1310} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \cdot \beta_2 \cong 3$ пс/нм·км в области длин волн $\lambda_0 \cong$

$\cong 1310$ нм. В таблице 2.2 приведены вычисленные значения дисперсионной длины [17] L_D для разных начальных длительностей информационного импульса T_0 , соответствующих актуальным битовым скоростям B , а также временная зависимость величины смещения частоты несущей (частотного чирпа) $C_\omega^{(ХД)}$ и значения

³⁰ Так, например, при оптимизации формы выходного зеркала по критерию сохранения ширины интерференционной полосы без внесения изменений в показатель преломления расчет проводился примерно 1,5 суток!

наибольшего смещения длины волны – волнового чирпа $C_{\lambda, \max}^{(ХД)}$, приобретаемые под действием ХД.

При проведении расчетов использовалось соотношение между C_λ и C_ω вида:

$$C_\lambda = -\frac{\lambda_0^2}{2\pi c} \cdot C_\omega$$
. Из данных таблицы 2.2 следует, что для систем с удалённой передачей управляющего чирп-сигнала наиболее предпочтительны скорости до 1 Гбит/с, характерные для многих технологий xPON и низких скоростей иерархии SDH. В этом случае на типичных для городских сетей расстояниях (до 50 км) влияние хроматической дисперсии на параметры управления остаётся несущественным. Для более высоких скоростей передачи целесообразно использовать короткие линии связи, например в сетях центров обработки данных. Следует также учитывать, что дисперсия вызывает преимущественно линейное изменение чирпа, которое может быть компенсировано на этапе формирования сигнала, что позволяет увеличить допустимую протяжённость линии.

С точки зрения применения в волоконно-оптических сетях разработанное ДИФП-устройство обеспечивает λ - коммутацию отдельных сигналов и пакетов без использования буферизации (рис. 2.12), что отличает его от традиционной λ - коммутации каналов в системах xWDM. Коммутация может выполняться как внутри существующих спектральных каналов (в рамках концепции $F_\lambda S$), так и для узкополосных λ - каналов. Актуальность такого подхода возросла после обновления рекомендации G.694.1, допускающей использование спектрального шага до 0,01 нм в короткоsegmentных оптических segmentах. Таковые обусловлены масштабным внедрением оптической передачи в системы DC/ЦОД, а также во внутреннюю архитектуру высокоскоростных аппаратных средств (optical backplane [51]), появлением технологии оптических виртуальных подсетей VMware NSX, Nutanix Xtreme Computing Platform в рамках SDN, когда заданные лямбды переносят выделенные сервисы [52], и подобное. Причем в этих перечисленных случаях система передачи с коммутацией пакетов выглядит существенно более привлекательной по отношению к системе с коммутацией каналов.

Таблица 2.2 – Сравнение приобретаемого из-за ХД и рабочего значений чирпа

B, ГБит/с ($B \approx 1/T_0$)	T ₀ сек	L _D , км		Приобретаемые значения C _{ω,max} ^(ХД) и C _{λ,max} ^(ХД) на L _D под действием ХД для световода типа SMF-28				Наибольшее значение <i>рабочего чирпа</i> : C _{λ,max} = 5·10 ⁻³ [нм]; разрешение по длине волны ДИФП: δλ ≅ 1,6·10 ⁻⁵ [нм]	
				C _{ω,max} ^(ХД) [рад/с]		C _{λ,max} ^(ХД) [нм] на длительности импульса			
	1550нм	1310нм	1550нм	1310нм	1550нм	1310нм	1550нм	1310нм	
0,5	2·10 ⁻⁹	184,3	2000	0,26·10 ⁹	2,39·10 ⁷	0,165·10 ⁻³	1,52·10 ⁻⁵	действие ХД можно не учитывать	
1	10 ⁻⁹	46,01	551	0,5·10 ⁹	4,6·10 ⁷	0,635·10 ⁻³	5,85·10 ⁻⁵	в первом приближении действием ХД пренебрегаем	ХД мала, пренебрегаем
10	10 ⁻¹⁰	0,46	5,51	5·10 ⁹	4,6·10 ⁸	6,35·10 ⁻³	5,85·10 ⁻⁴	нужен компенсатор ХД/чирпа из-за ХД на городских сегментах	ХД мала, компенсатор почти не нужен
40	0,25·10 ⁻¹⁰	0,028	0,312	20·10 ⁹	1,84·10 ⁹	25,4·10 ⁻³	2,34·10 ⁻³	возможна работа на коротких сегментах, например в ЦОД	ХД всё ещё мала

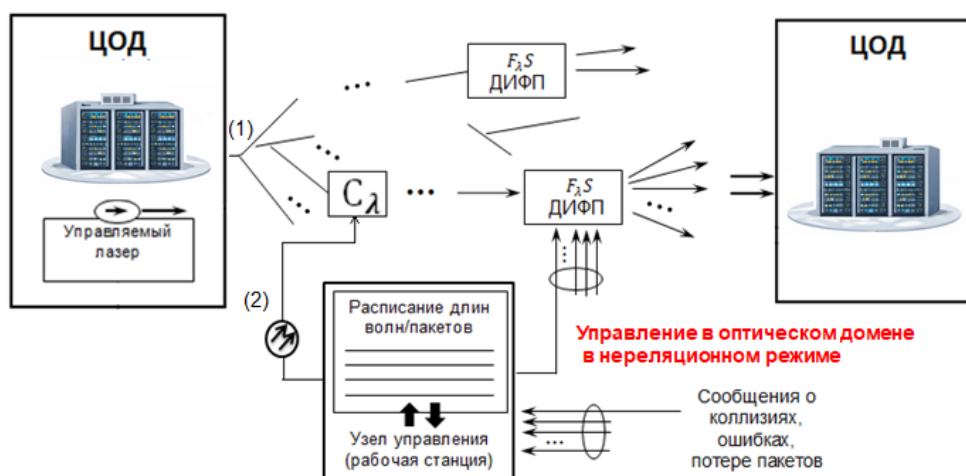


Рисунок 2.12. – Пример предлагаемого сетевого сегмента с ДИФП-демультиплексором как с *нереляционным* устройством, управление перенаправлением содержится в самом сигнале в виде чирпирования, что вполне может применяться в рамках технологии $F_{\lambda}S$. Данный сегмент не требует синхронизации, и не требует отдельного управления для ДИФП

Но ввиду недостаточности компонентной базы, а с этим – и технологий, обеспечивающих эффективное функционирование оптических пакетно-коммутирующих сегментов, предназначенных для работы с традиционными телекоммуникационными сигналами (по G.703 и подобных), указанные задачи либо не доведены до оптического решения, либо, как отмечается в [122–124], пакетно-коммутирующая сеть фактически введена в режим коммутации каналов, что негативно сказывается на ее итоговой производительности.

Пакетная коммутация обеспечивает более гибкое распределение сетевых ресурсов и позволяет оперативно адаптироваться к текущей нагрузке. В отличие от коммутации каналов, где выделенная полоса остаётся закреплённой за абонентом независимо от фактической активности, пакетный режим позволяет динамически перераспределять свободную пропускную способность между активными пользователями (рис. 2.13). Благодаря этому сетевой ресурс используется эффективнее, а задержки передачи для абонентов с высоким объёмом трафика могут быть снижены.

Для количественной оценки параметров такой многоканальной системы определим потенциальную пропускную способность, рисунок 2.13, как сумму: $\Psi = \sum_{j=1}^J B_j$, где B_j – установленные битовые скорости в каналах (вполне возможно: $B_1 = B_2 = \dots = B_j, \dots, = B_J$; всего J каналов, тогда $\Psi=J \cdot B_j$). Но, согласно ска-

занному выше, с учетом возможного молчания абонентов реальное количество передаваемой информации (реальная производительность системы связи), обозначим через Θ , без возможности задействования таких периодов, неизбежно окажется меньше: $\Theta < \Psi$.

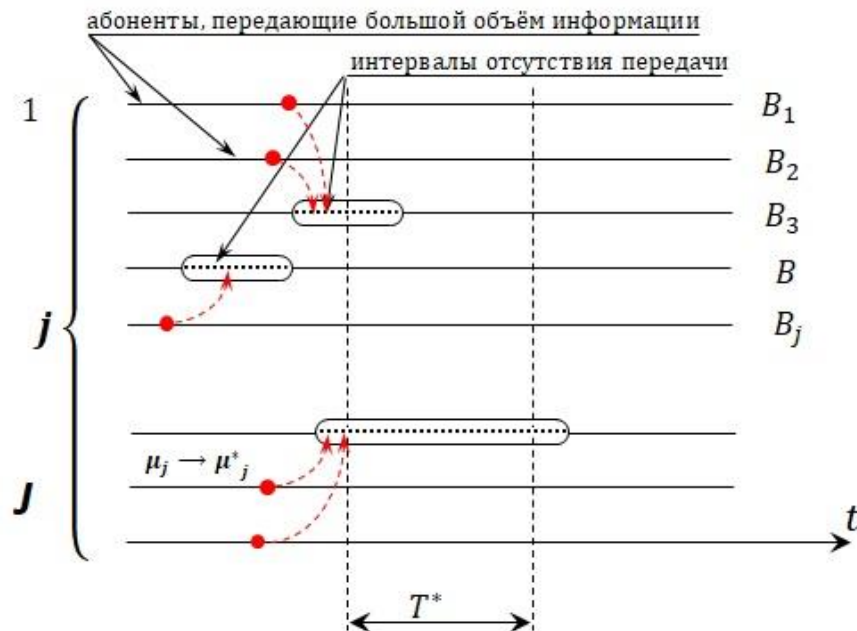


Рисунок 2.13 – Иллюстрация принципа функционирования системы с коммутацией каналов, в которой возможно заполнение периодов молчания абонентов. Пунктирными линиями (обведены овалами) обозначены периоды молчания малопроизводительных абонентов, которые вполне могут быть использованы для передачи сообщений от высокопроизводительных абонентов (красные пунктирные стрелки символизируют переброс трафика);

T^* – произвольный период наблюдения; B_1, \dots, B_J – битовые скорости. Следует заметить, что в большинстве случаев для систем с коммутацией каналов, поток обслуживания принимается простейшим, μ_j являются неизменными – как от канала к каналу ($\mu_1 = \mu_2 = \dots = \mu_j, \dots, = \mu_J$), так и во времени. Аналогичный переброс трафика характерен и в задаче трафиковой балансировки на сегментах, подобных представленным на рис. 2.1, рис. 2.12

Предположим также, что режим работы системы характеризуется стационарным Пуассоновским процессом с соответствующими интенсивностями η_j и μ_j – поступления и обслуживания заявок абонентов соответственно ($\mu_j = 1/t_j^{(обсл.)}$). Следует отметить, что при необходимости более детального учета свойств трафи-

ка без потери общности можно заменить Пуассоновское распределение на распределение Эрланга и т.д. [170, 171]. Тогда с учетом молчания абонентов на L линиях из общего количества J в предположении об экспоненциальном распределении длительностей промежутков молчания, можно записать:

$$\Theta(t) = \sum_{j=1}^J j \cdot B_j(1 - A_j e^{-\mu t}) \cdot e^{-\eta t} - \sum_{j=1}^{L, L < J} B_j(1 - M_j e^{-s_j t}), \quad (2.7)$$

где s_j – интенсивности потоков, характеризующие периоды молчания; A_j – нормированные коэффициенты работоспособности, определяющие возможное перенаправление трафика с других линий, и M_j – нормированные коэффициенты молчания, связанные с техническими причинами, для которых по аналогии с [171] можно положить:

$$A_j = \prod_{i=1, i \neq j}^J \left(\frac{\frac{\mu_i - g_i}{\gamma_i}}{\frac{\mu_j - g_j}{\gamma_j} - \frac{\mu_i - g_i}{\gamma_i}} \right) \times \left(\sum_{i=1}^J \frac{\mu_i - g_i}{\gamma_i} \right)^{-1},$$

$$M_j = \prod_{i=1, i \neq j}^{L, L < J} \left(\frac{\gamma_i(s_i + g_i)}{\gamma_i(s_i + g_i) + \gamma_j(s_j + g_j)} \right) \times \left(\sum_{i=1}^{L, L < J} \frac{s_i + g_i}{\gamma_i} \right)^{-1}, \quad (2.8)$$

где γ – степени загруженности оборудования или нагрузка (зависит от отношения η и μ), g – определяет среднюю интенсивность интервалов молчания абонентов (индексы опущены для краткости). Для функционирующей системы передачи выполняется: $0 \leq A_j \leq 1$ и $0 \leq M_j \leq 1$.

Итак, если предоставлять высокопроизводительным абонентам дополнительную полосу пропускания в периоды молчания в параллельных каналах, как было предложено выше, то соответствующие интенсивности обслуживания заявок μ_j , $j = 1 \dots (J - L)$, $L < J$, увеличатся до значений: μ_j^* , $\mu_j^* > \mu_j$. Здесь L – количество каналов, для которых выполняется рассматриваемая операция. Тогда для реальной производительности системы связи можно записать:

$$\Theta^*(t) = \sum_{j=1}^J j \cdot B_j(1 - A_j e^{-\mu^* t}) \cdot e^{-\eta t}, \quad (2.9)$$

где A_j будут соответствовать (2.8) ввиду не влияния в первом приближении переброски трафика на работоспособность линий. Также в первом приближении определим:

$$\mu_j^* \cong \mu_j \cdot \left(1 + \left\langle \frac{\mu_j - s_j}{\gamma_j} \cdot e^{s_j t} \right\rangle_{t, t \leq T^*} \right), \quad (2.10)$$

В (2.10) $\langle \bullet \rangle$ – функция усреднения величины по времени на протяжении интервала наблюдения T^* . Тогда результирующая эффективность от применения предложенного способа управления трафиком может количественно характеризоваться как:

$$Y = \frac{\Theta^*}{\Theta}. \quad (2.11)$$

На рисунке 2.14 представлены графики, полученные в результате компьютерного моделирования для параметра Y в сети с ДИФП-устройством, выполняющим частичную переброску трафика с линий (каналов), обслуживающих высокопроизводительных абонентов, в периоды молчания менее производительных абонентов.

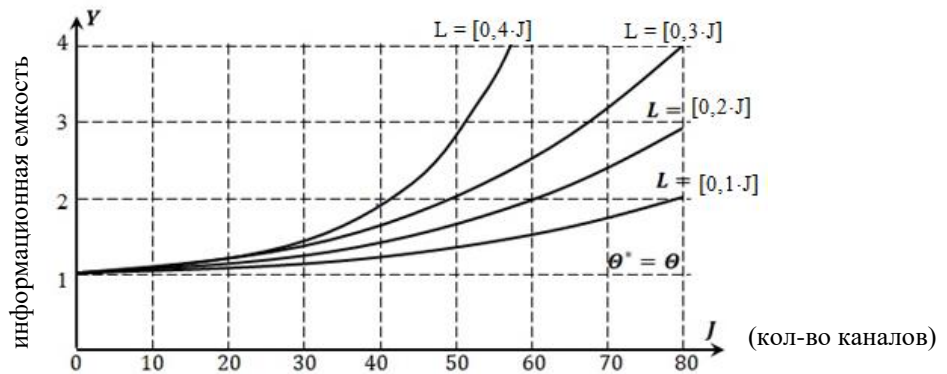


Рисунок 2.14 – Графики для результирующей эффективности в сети с ДИФП-устройством, обеспечивающим заполнение периодов молчания абонентов

Предполагалось, что процесс появления эпизодов молчания является стационарным, поэтому выбор T^* не влияет на характер представленных зависимостей, а только на их относительный масштаб. Значения η_j , μ_j , s_j , g_j и γ_j для выполнения моделирования были взяты исходя из примера типового телекоммуникационного ЦОД – сегмента [172], и составляли: $\mu = 0,0033$ сеанс/с (примем, что средняя длительность сеанса связи – 5 минут, и одинаковая для всех линий), а остальные величины рассматривались как случайные и распределённые по Гауссовскому закону с математическими ожиданиями $\eta^{(MO)} = 0,146$ сеанс/с, $s^{(MO)} = 0,088$ сеанс/с, $g^{(MO)} = 0,01$ сеанс/с, и дисперсиями $\eta^{(D)} = 0,0625(\text{сеанс/с})^2$, $s^{(D)} = 0,01 (\text{сеанс/с})^2$, $g^{(D)} = 0,01 (\text{сеанс/с})^2$, $\gamma = \eta/\mu$. Количество каналов J было принято исходя из параметров распространенной в настоящее время аппаратуры DWDM [173] и составило $J = 88$. Битовые скорости во всех каналах были равными $B = 40$ Гбит/с.

Из расчетов видно, что с увеличением общего количества каналов J в системе и с увеличением количества каналов, для которых представляется целесообразным переброс трафика L , эффективность от применения предложенного способа управления трафиком увеличивается.

Для того, что бы оценить задержку принимаемого бита для системы без переброса трафика по отношению к системе с перебросом трафика сделаем оценку для времени ожидания бита. Если трафик не переносится, то время ожидания N -го бита на «медленной линии» составит:

$$\tau_{\text{ожид,1}} \cong a \frac{N}{B}, \quad (2.12)$$

где a – коэффициент, учитывающий специфику линии передачи и трафика. В случае переноса трафика для «быстрой линии» можно записать:

$$\tau_{\text{ожид,2}} \cong a \frac{N}{B} \cdot \left(\frac{\mu_j^* - \mu_j}{\mu_j^*} \right). \quad (2.13)$$

Интервал времени, на который можно сократить ожидание $\tau^* \cong \tau_{\text{ожид,2}} - \tau_{\text{ожид,1}}$, или противоположная величина – задержка $\tau_Z = -\tau^*$ составит:

$$\tau_Z \cong \tau_{\text{ожид,1}} - \tau_{\text{ожид,2}} \cong a \frac{N}{B} \cdot \frac{\mu_j}{\mu_j^*}. \quad (2.14)$$

Таким образом, с перебросом трафика задержка сокращается пропорционально отношению $\frac{\mu_j}{\mu_j^*}$, что говорит о целесообразности предложенного метода и устройства. Кроме этого увеличивается эффективная пропускная способность сети и снижается время доведения информации до абонентов.

Для количественной иллюстрации полученных зависимостей выполним численную оценку на параметрах, характерных для современной DWDM-системы уровня ядра сети. Исходные данные сведены в таблицу 2.3.

Таблица 2.3 – Параметры моделируемого сегмента сети

Параметр	Обозначение	Значение
Количество оптических каналов	J	64 (сетка 50 ГГц, С-диапазон)
Скорость передачи на один канал	B	400 Гбит/с
Суммарная номинальная пропускная способность	$\Psi = J \times B$	25,6 Тбит/с
Доля каналов с перебросом трафика	L/J	0,5
Коэффициент полезного использования в классической $F_j S$	η_{FAS}	0,35 (учёт защитных интервалов, неполного заполнения блоков и служеб. наклад. расх.)
Интенсивности поступления заявок, обслуживания, молчания и техпростоев	η, μ, s, g	$\mu = 0,0033$ сеанс/с (5 мин), $\eta = 0,146$ сеанс/с, $s = 0,088$ сеанс/с, $g = 0,01$ сеанс/с (по типовым данным для ЦОД)

В классической технологии дробной λ -коммутации реальная пропускная способность с учётом потерь составляет:

$$\Psi_{F_{\lambda}S} = \Psi \times \eta_{F_{\lambda}S} = 25,6 \times 0,35 = 8,96 \text{ Тбит/с.}$$

Для идеализированной системы, работающей в режиме коммутации каналов без переброса трафика, но с учётом естественных периодов молчания абонентов, коэффициент использования канала (по модели M/M/1) равен $\approx 0,75$. Тогда производительность без переброса:

$$\Theta_0 = 0,75 \times 25,6 = 19,2 \text{ Тбит/с.}$$

Применение ДИФП - демультимплексора позволяет динамически перенаправлять пакеты из перегруженных каналов в периоды молчания соседних каналов. По результатам компьютерного моделирования (рис. 2.14) для доли каналов $L/J = 0,5$ получен коэффициент результирующей эффективности $Y = \Theta/\Theta_0 \approx 1,27$ (прирост 27%). Следовательно, производительность сегмента с ДИФП:

$$\Theta_{\text{ДИФП}} = 1,27 \times 19,2 = 24,38 \text{ Тбит/с.}$$

Итоговый выигрыш предложенного решения над классической $F_{\lambda}S$:

$$K = \Theta_{\text{ДИФП}} / \Psi_{F_{\lambda}S} \approx 3,1 \text{ раза.}$$

Полученный результат согласуется с теоретическими кривыми рисунка 2.14 и подтверждает, что использование ДИФП - демультимплексора позволяет практически полностью утилизировать периоды молчания абонентов, повышая эффективную пропускную способность сети более чем в три раза по сравнению с традиционной $F_{\lambda}S$.

2.6. Выводы по главе II

Резюмируя выполненное исследование, можно сказать следующее. Несмотря на высокий интерес к оптической пакетной коммутации (OBS), её практическое распространение пока существенно уступает потенциальным возможностям технологии. В связи с этим активно исследуются методы внутрислобной маркировки каналов, в том числе в системах RoF, позволяющие выполнять обработку управляющей информации непосредственно в оптическом домене с минимальными задержками и без значительных затрат сетевых ресурсов [1]. Аналогичные задачи решаются в рамках концепции дробного λ -переключения ($F_{\lambda}S$) [48–50, 54]. Реализация таких подходов требует применения узкополосных высокоселектив-

ных разделителей на основе интерференционных структур, к которым относится и предложенное в работе устройство.

В качестве основы многопортового волоконно-оптического разделителя выбран двухрезонаторный интерферометр Фабри - Перо, содержащий градиентный смеситель и профилированное гребенчатое выходное зеркало. Такая конструкция обеспечивает выделение сигнала с заданной λ -меткой и его перенаправление в требуемый волоконно-оптический канал. По результатам моделирования интерференционной картины в смесителе выполнена оценка основных параметров гребенчатой структуры и предложены варианты её реализации как в виде световодной сборки, так и в виде отдельного интегрируемого элемента.

Разработанное устройство представляет собой однопролётный многопортовый разделитель с более высокой спектральной селективностью по сравнению с дисперсионными решениями на основе призмоподобных структур, что делает его перспективным для сетей с дробным λ -переключением ($F_\lambda S$). Управление перенаправлением сигналов может осуществляться за счёт изменения параметров чирпа непосредственно в оптическом домене. Дополнительное повышение селективности возможно при использовании смесителя с заданными дисперсионными свойствами, усиливающими различия в формировании интерференционных максимумов для разных длин волн.

Можно сказать, что разработанное устройство: волоконно-оптический ДИФП с профилированным смесителем и оптимизированной многопортовой световодной гребенкой на выходном зеркале – является нереляционным переключателем оптических сигналов (чирпированных импульсов), либо – пакетов, когда функция чирпа $C_\lambda(t)$ меняется не в пределах одного импульса (например: $\lambda_1 \rightarrow \lambda_2 \rightarrow \lambda_3$), либо от импульса к импульсу, а в пределах их группы [117]. Если к выходам ДИФП подключены радиоизлучатели, например, многолучевой ФАР, то устройство позволяет выполнять коммутацию пакетов на различные радиолучи, которые могут обслуживать различные подсети (VLANы [117]).

Разработанное устройство представляет собой многопортовый оптический демультиплексор, ориентированный на обработку традиционных телекоммуникационных сигналов (G.703 и др.) непосредственно в оптическом домене. Изменение функции $C_\lambda(t)$ может осуществляться за счёт нелинейных эффектов в волоконных элементах и реализовываться за времена порядка сотых долей наносекунды [17], что делает возможной высокоскоростную пакетную коммутацию без ис-

пользования буферизации. Число выходных портов определяется размерами смесителя и конфигурацией выходного зеркала интерферометра и может достигать нескольких десятков или даже сотен каналов. Отсутствие необходимости в буферной памяти дополнительно повышает эффективность и практическую привлекательность предложенного решения.

Проведена оценка производительности сетевого сегмента с использованием ДИФП-устройства, включая анализ задержки передачи и времени ожидания битов. Полученные результаты показывают, что применение пакетной коммутации позволяет эффективнее использовать ресурсы xWDM-сетей за счёт динамического перераспределения трафика. Это особенно актуально для инфраструктуры ЦОД. Благодаря этому предложенное устройство может применяться в системах OBS, а также в оптических и оптико-радиоэфирных мультисервисных сетях различного назначения.

Глава 3. Разработка RoF-сегментов с ФИМД-управлением, обеспечивающих снижение задержек передачи сигналов для радиоVLAN

3.1. Концепция формирования в RoF-сегменте выделенных подсетей с управлением на физическом уровне

Согласно поставленным задачам исследований, вытекающим из анализа современного состояния разработок в области волоконно-оптических и Radio-over-Fiber сегментов, использующихся как абонентские окончания ВОС, требуется разработать подход к модернизации VLAN-технологии, обеспечивающий применение ее в RoF. Так, в частности, если предположить, что окончанием RoF, соответствующего схемам рисунок 1.3, рисунок 1.5, является антенная решетка, а не единственный излучатель, способная генерировать разнонаправленные лепестки, то непонятен вопрос – как обеспечить управление данной AP в рамках³¹ технологии RoF, рисунок 3.1?

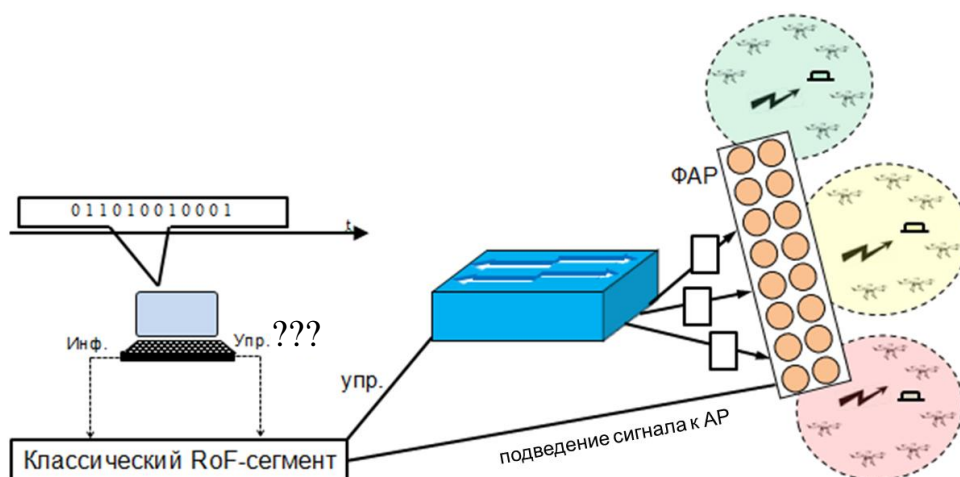


Рисунок 3.1 – Иллюстрация абонентского RoF-окончания с традиционно организуемыми VLAN, реализуемые коммутационным оборудованием на уровнях 2/3 OSI. Здесь предполагается, что классический RoF-сегмент соответствует схемам рис. 1.3, рис. 1.5

Если на сегменте предполагается использовать традиционный коммутатор, формирующий VLANы в соответствии с IEEE 802.3, IEEE 802.1Q, то каким образом подключить его как к источнику сигнала, так и к AP, сохранив при этом базовое

³¹ Учитывая специфику технологии RoF, ориентированную на физический уровень.

достоинство RoF – ориентацию на физический уровень? Не говоря уже о том, что в существующем способе формирования/управления/переключения выделенными подсетями имеют место значительные задержки (до десятков...сотен миллисекунд! [95, 96]), практически не совместимые с передачей/управлением сигнала на физическом уровне, к которым особенно критичными окажутся динамические VLAN³².

Поэтому представляется актуальным создание подхода к управлению, например, радиолепестками AP, формирующими выделенные подсети в радиоканале, в частности, в разных областях пространства, предполагающего выполнение операции также на физическом уровне для сохранения базового достоинства RoF. Это позволит уйти от применения коммутационного оборудования уровней 2/3, и снизить задержки как при передаче сигналов по таким выделенным сегментам подсетей, так и связанные с переформированием (переключением) последних.

Для этого предлагается дополнить RoF-сегмент компонентами, рисунок 3.2, обеспечивающими управление ФАР на физическом уровне, в зависимости от управляющей информации, передаваемой в самом сигнале. Указанной управляющей информацией является чирп (ФИМД), который обеспечит метку заданных импульсов на физическом уровне сети в заданное время. Управление ФИМД-компонентами (по внесению/изменению ФИМД) должно осуществляться тоже с компьютера, либо с коммутатора³³ для случая MAN. Кроме того, RoF-сегмент должен дополнительно содержать специализированные устройства, выполняющие преобразования ФИМД-сигнала в зависимости от ФИМД (доформирование сигнала, поступающего на ФАР). Так как целевым процессом является сложное возбуждение ФАР, то под устройствами доформирования предлагается понимать: 1) преобразователь изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала, что будет рассмотрено ниже в настоящей главе, и 2) разделитель входного оптического сигнала в зависимости от ФИМД на разные световодные каналы (которые подключаются к различным частям/излучателям ФАР), которому достаточно подробно посвящена Гл-2. При этом RoF-сегмент может быть как самостоятельным, так и являться окончанием MAN – xPON – DC-FC – DC-SDN-FC(F_λS)-сетей.

³² Протокол GVRP (GARP VLAN Registration Protocol) определяет способ автоматического формирования/регистрации VLAN с аутентификацией пользователей при необходимости на портах коммутатора, включая – магистральные порты. Указанное может использоваться как для разграничения пользователей, так и для балансировки трафика.

³³ Точнее – с некоторого специализированного оборудования, подключенного к коммутатору.

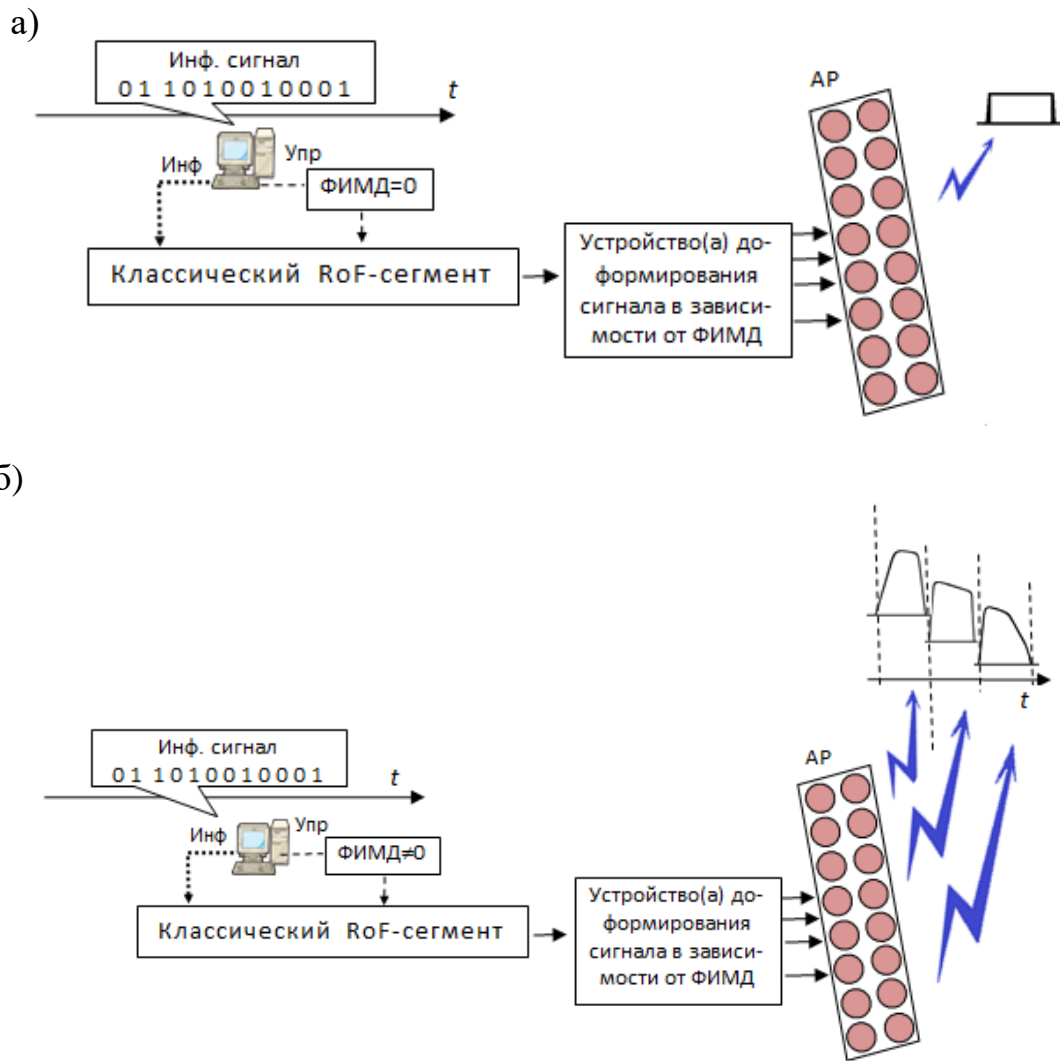


Рисунок 3.2 – Иллюстрация подхода к построению RoF-сегмента, обеспечивающего формирование выделенных подсетей в радиоканале на физическом уровне: а) передача сигналов без выделенных подсетей (режим «ФИМД=0», устройства до-формирования не оказывают действия на проходящие импульсы ввиду отсутствия³⁴ у них ФИМД); б) передача сигналов в выделенные подсети, режим «ФИМД≠0»

Для того, чтобы выстроить архитектуру (оптическую схему) сегмента, изображенного на рисунке 3.2, необходимо произвести обоснованный выбор/проектирование принципа построения образующего его базового RoF-сегмента, чему и посвящен следующий параграф.

³⁴ Импульсы в этом режиме не chirпированы.

3.2. Анализ стабильности генерирования и преобразования оптических ФИМД-сигналов на базе классического RoF-сегмента, основанного на применении двух лазеров

В разделе 1.1 представлен обзор известных RoF-схем для генерирования радиочастотного сигнала средствами волоконной оптики, в основе которых лежит процесс формирования новой спектральной составляющей за счёт комбинации двух оптических волн с длинами λ_1 и λ_2 , при котором возникает разностная длина волны Λ . Ранее было упомянуто, что ценность таких схем состоит в аппаратной простоте метода генерации радиочастоты f (практически в любом ВЧ - радиодиапазоне) с обеспечением заданной полосы канала Δf , простоте перестройки параметров f и Δf в значительных пределах (кратное изменение в разы путем незначительного (проценты) изменения оптических параметров схемы). Поэтому здесь при разработке RoF-схемы для генерирования и преобразования оптических ФИМД-сигналов (с трансляцией соответствующих параметров в радиодиапазон) для самых разных приложений изначально представляется целесообразным рассмотреть схему с двумя независимыми лазерами, рисунок 1.5. Эта схема (в сравнении с другими, см. рис. 1.4) обеспечивает получение радиочастоты в наиболее широком диапазоне (до терагерцовой области), и вполне может использоваться совместно с MZM.

Для схемы по рисунку 1.5 не получены ограничения на значения радиочастоты, а также и схемные ограничения для ВОЛП-RoF, для которых, возможно, схема может быть признана работоспособной. Несмотря на уже сформировавшееся мнение о ненадежности схем с двумя независимыми лазерами в RoF, известны работы, в частности, [174 – 176], в которых в результате как моделирования, так и экспериментальных исследований делается вывод о целесообразности применения таковых. Подчеркивается такое их достоинство, как аппаратная простота, что весьма актуально для сегментов абонентских окончаний самого разного назначения. Поэтому представляется интересным проанализировать возможность применения упомянутой схемы по рисунку 1.5 и для рассматриваемой технической задачи.

Выполнение ФИМД (чирпирования) оптических сигналов может быть реализовано в различных её частях, рисунок 3.3: а) в канале³⁵ включения первого лазера (λ_1), работающего совместно с MZM, выполняющим модуляцию по интенсивности, б) второго лазера (λ_2), использующегося для получения вычитаемой длины волны, излучаемой непрерывно, в) на входе ВОЛП-RoF и г) на выходе ВОЛП-RoF (т.е. перед ФАР). Согласно [177 – 178], основными неидеальностями (шумами, искажениями) полупроводниковых лазеров являются:

1) *предел монохроматичности* или конечная ширина линии излучения,
2) *блуждание центральной частоты* основной генерируемой моды, что связано с изменениями длины резонатора, вызванными вибрациями, флуктуациями температуры и давления, проявляющее как кратковременный ($\sim 10^{10} \div 10^{12} \text{ с}^{-1}$), так и долговременный ($\sim 10^3 \text{ с}^{-1}$ или менее) характер;

3) *фазовый шум*, возникающий вследствие спонтанного излучения, фотоны которого вносят в когерентное поле случайные фазовые возмущения. Дополнительный вклад связан с изменением показателя преломления активной среды при вариации усиления и концентрации носителей, что вызывает паразитную фазовую модуляцию и приводит к расширению спектральной линии,

4) *флуктуации тока смещения* и связанное с ним *блуждание амплитуды*, вызванные спонтанностью характера излучения и шумом электронно-дырочной рекомбинации (дробовой шум) как кратковременный процесс, а также и долговременный дрейф выходной мощности, возникающий из-за теплового смещения резонатора, деградации зеркал и других компонентов лазера, включая изменение параметров активной среды (relative intensity noise – RIN),

5) *шум модового распределения MPN (антифазная динамика [178])*, связанный с тем, что при генерации нескольких мод даже если общая мощность остается постоянной, то, тем не менее, мощность в каждой моде (основной и малых боковых³⁶, которые могут быть даже на 20 дБ ниже основной, см. рисунок 3.4а) колеблется во времени, что представляет серьезную проблему для поддержания интенсивности в каждой моде. При этом мощность боковых мод колеблется от 0 до их наибольшего значения, и вызывает соответствующее колебание мощности основ-

³⁵Чирпирование может достигаться как с применением отдельного блока (устройства, схемы), основанного, например, на применении нелинейных оптических эффектов, входящего в состав сегмента, как показано на рисунке 3.1, так и с применением чирпирующего MZM, либо специализированного интерфейса управления лазером (см. Приложение 1).

³⁶ Для значительного количества моделей DFB-лазеров характерны дополнительные низкие продольные моды, в случае VCSEL это могут быть поперечные моды.

ной моды при практически незаметной интенсивности результирующего излучения (что значительно увеличивает RIN основной моды на частотах ниже его максимума в диапазоне 0 – 1 ГГц, рисунок 3.4б). Физическое происхождение боковых мод связано с релаксационными колебаниями [178].

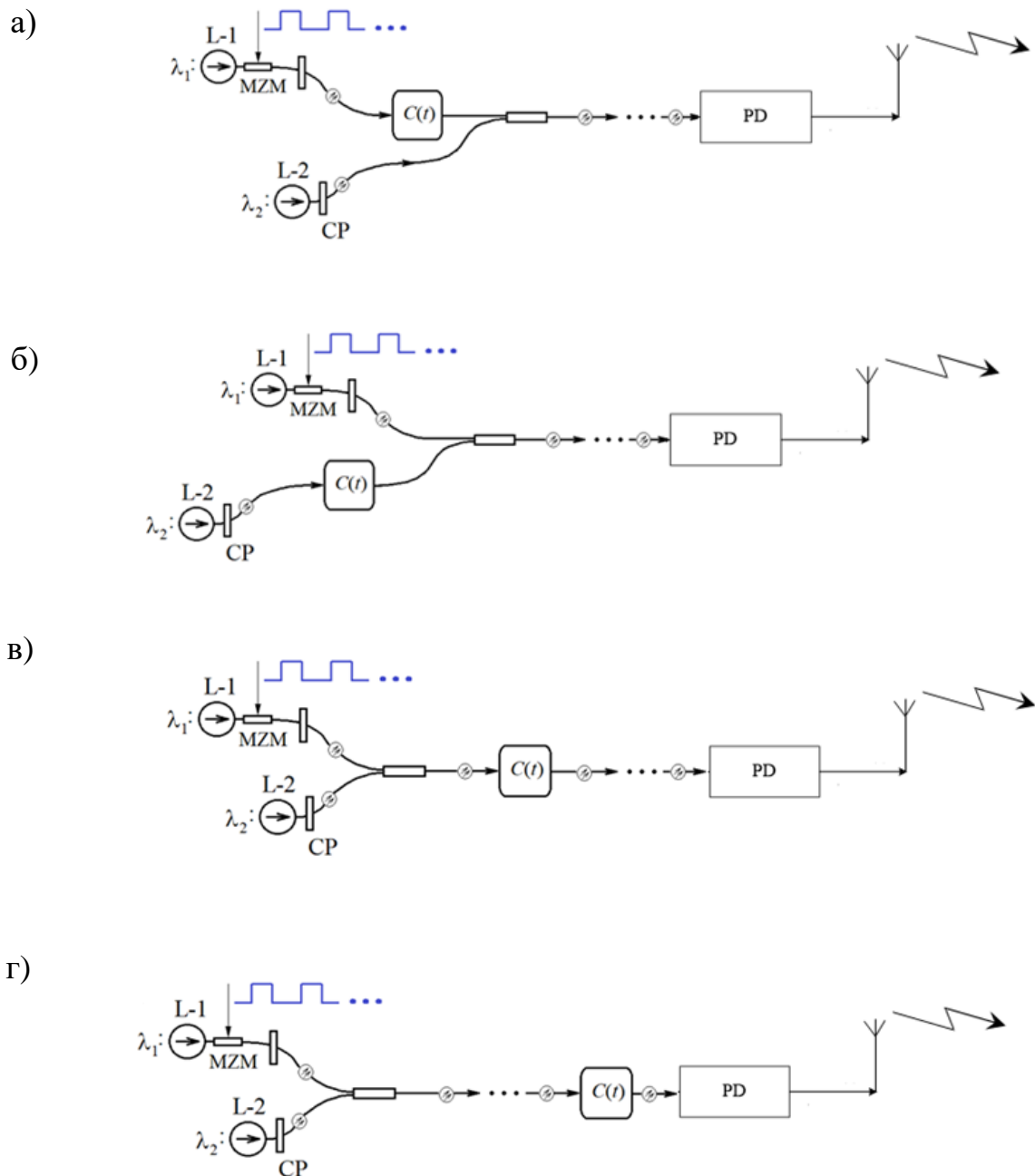


Рисунок 3.3 – Иллюстрация расположения блока (устройства, схемы), обеспечивающего получение ФИМД-сигнала в RoF-сегменте (обозначено $C(t)$). На рисунке CP – контроллеры поляризации

Применительно к решаемой задаче – использование ФИМД-сигнала для управления ФАР, стабилизация частотных свойств лазеров весьма актуальна. В этом направлении в настоящее время разработано и являются коммерчески доступными большое количество моделей лазеров с общей шириной линии (включая блуждания центральной частоты) в пределах до 1 кГц. Безусловно, такие лазеры требуют термостабилизацию лучше, чем 0,01°С [179 и др.], кроме того, желательна виброизоляция. Указанные характеристики достигаются такими факторами, как: введением обратной связи с частотным дискриминатором, использующим атомный или молекулярный резонанс³⁷, оптогальваническим эффектом³⁸, применением контура фазовой синхронизации с интерференционной подстройкой³⁹, фильтров с гребенчатым периодическим спектром (например, AWG) с эталонным набором частот. Как правило, это FP-DFB lasers или MQW - DFB lasers.

Известны даже модели с шириной линии существенно менее 1 кГц. Так в [180] экспериментально установлена ширина линии в пределах до 200 Гц, авторы об этом пишут следующее: «We demonstrate a miniature self-injection locked DFB laser using resonant optical feedback from a high-Q crystalline whispering gallery mode resonator. The linewidth reduction factor is greater than 10,000, with resultant instantaneous linewidth less than 200 Hz. The minimal value of the Allan deviation for the laser frequency stability is 3×10^{-12} at the integration time of 20 μ s. The laser possesses excellent spectral purity and good long term stability»[180].

Для того, чтобы оценить влияние фазового шума лазеров для схемы по рисунку 3.3, определим ток фотодиода J_{PD} (а значит – и мощность радиоизлучения, учитываем также, что фотодиод, как правило, обладает квадратичной передаточной функцией) через амплитуды⁴⁰ излучения лазеров:

$$J_{PD} = K_{PD} \cdot (E_1 + E_2)^2, \quad (3.1)$$

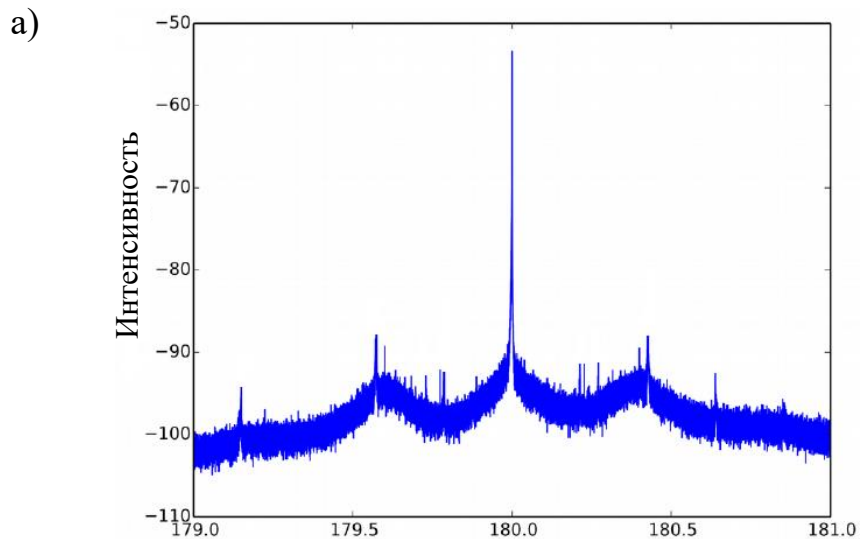
где $E_{1,2} = E_{01(02)} \cdot (\cos(\omega_{1,2}t + \langle \phi_{1,2}(t) \rangle) + \sin(\omega_{1,2}t + \langle \phi_{1,2}(t) \rangle))$, K_{PD} – коэффициент оптоэлектронного преобразования фотодиода, $\langle \phi_{1,2}(t) \rangle$ – усредненные величины

³⁷ Для привязки частоты выходного излучения к резонансной частоте лазера.

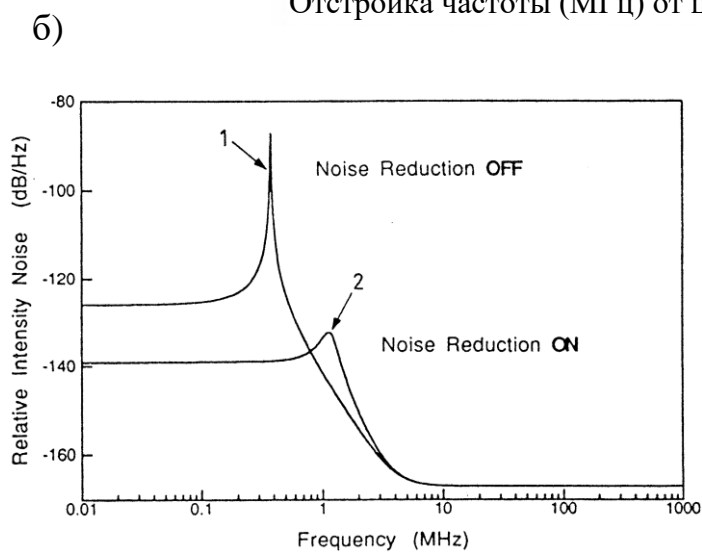
³⁸ Для фиксации частоты лазера до атомного или молекулярного резонанса, что имеет место в MQW-лазерах, особенно для напряженных квантовых ям [181]. Это же справедливо и для предыдущего случая.

³⁹ С интерферометром Майкельсона, откалиброванным посредством стабилизированного мастер-лазера DFB, что обеспечивает набор одинаково расположенных опорных частот, либо эталона Фабри-Перо с контуром контроля температуры эталона.

⁴⁰ Речь идет о напряженностях электрического поля световых волн E_1 и E_2 , вызывающих фотоэффект. В (3.1) не учитываются потери на линейное затухание и дисперсия ввиду малой длины ВОЛП-RoF.



Отстройка частоты (МГц) от центрального пика на 1,935



RIN значителен до частоты, соответствующей релаксационным колебаниям лазерной среды (в большинстве случаев – до 300 кГц). Далее RIN заметно снижается, а для SNR характерно насыщение, что обеспечивает ему слабую зависимость от мощности [178]. В рассматриваемой задаче характерные частоты составляют неск. десятков МГц, следовательно, можно рассматривать область низкого RIN.

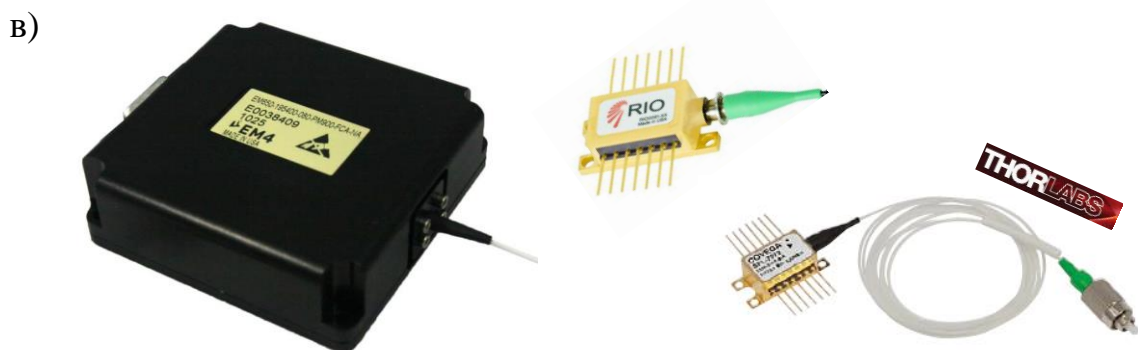


Рисунок 3.4 – Параметры полупроводниковых лазеров: (а) спектр излучения ультра узкополосного DFB-лазера [182]; (б) пример нежелательного излучения при использовании токового подключения (1) и с активной обратной связью (2) – из [183]; (в) модели коммерчески доступных ультра узкополосных лазеров

фазовых отклонений. Если раскрыть квадрат суммы, выполнить тригонометрические преобразования и учесть при этом, что $(E_1)^2$ и $(E_2)^2$ определяют собой интенсивности соответствующих излучений, получим:

$$J_{PD} = K_{PD} \cdot (I_1 + I_2 + 2E_1E_2 \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2) \cdot (1 - \sin(|\langle \phi_1(t) \rangle + \langle \phi_2(t) \rangle|))) \quad (3.2)$$

При выводе (3.2) учтено соотношение для косинуса разности, а также приравнены нулю деструктивные (не имеющие физического смысла) члены вида: $2E_{01(02)} \cdot \cos(\omega_{1,2}t) \cdot \sin(\omega_{2,1}t)$. В (3.2) также предполагается, что круговые частоты ω_1 и ω_2 являются близкими, соответствуют λ_1 и λ_2 , и обе длины волны приблизительно одинаково воспринимаются фотодиодом ($K_{PD1} = K_{PD2} = K_{PD}$). Значения фазовых отклонений $\langle \phi_{1,2}(t) \rangle$ несложно найти из технических данных лазеров: $\langle \phi_{1,2}(t) \rangle \cong \varphi \cdot \Delta\nu$, где φ представляет параметр PhN и равен $\cong 20 \mu\text{rad/Hz}$ для рассматриваемых типов моделей лазеров [184, 185]. Если $\Delta\nu = 1 \text{ кГц}$, то можно говорить о фазовых скачках порядка 10^{-2} рад, которые для времен порядка 10^{-12} с (субтерабитные скорости передачи информации; учитываем также, что ω имеют порядок 10^{14} рад/с) приведут к заметному (т.е. того же порядка) блужданию радиочастоты $\Omega = \omega_1 - \omega_2$. Но на абонентских сегментах в настоящее время битовые скорости не большие (до 40 Гбит/с), следовательно, фазовый шум лазеров скажется существенно (на 1...2 порядка) меньше, и им в первом приближении можно пренебречь. Это вполне согласуется с экспериментально полученными результатами для рассматриваемого сегмента, о которых шла речь в разделе 1.1.

При выполнении анализа влияния амплитудного шума на работоспособность схем по рисунку 3.3 следует учитывать также и возможный отраженный сигнал на ВОЛП-RoF, хотя большинство современных моделей лазеров снабжены оптическими изоляторами. Последние значительно снижают попадание отражений в лазер, но не компенсируют его полностью (остаточный уровень находится в пределах ≈ -70 дБ). Такое значение мало сказывалось бы для классических ВОЛП, но в рассматриваемой схеме лазеры оказываются связанными по интенсивности. RIN также вносит сюда свою лепту.

Так в [186, 187] показано, что для инженерного моделирования интенсивности оптического сигнала на выходе двух связанных (по интенсивности) лазеров допустимо использовать следующие уравнения:

$$\begin{aligned}\frac{\partial I_1(t)}{\partial t} &= \gamma P_1(t) G_n - I_1(t) - k_{11} I_1^2(t) - k_{21} \bar{I}_1(t - \tau) I_2(t), \\ \frac{\partial I_2(t)}{\partial t} &= \gamma P_2(t) G_n - I_2(t) - k_{22} I_2^2(t) - k_{12} \bar{I}_2(t - \tau) I_1(t),\end{aligned}\quad (3.3)$$

где k_{lm} – коэффициенты инжекционной взаимосвязи между процессами в резонаторах лазеров; P_1 и P_2 – параметры накачки: $P_{1,2}(t) = \frac{J_{1,2}(t)}{J_{th}} - 1$, где $J_1(t)$ и $J_2(t)$ – токи накачки лазеров соответственно, и J_{th} – пороговый ток накачки для лазера без обратной связи (считаем эти значения одинаковыми для рассматриваемых лазеров); G_n – характеризует динамическое модовое усиление (считаем, что оба лазера похожи конструктивно): $G_n = \frac{G_0}{1 + \delta\omega^2 \cdot \tau_s^2 + \frac{I(t)}{I_{0,n}}}$. Здесь $\delta\omega$ – разность частот по-

ступающего оптического излучения и рабочего квантового перехода электрона; τ_s – время жизни неравновесных носителей; $I_{0,n}$ – интенсивность насыщения (также считаем, что оба лазера обладают примерно одинаковыми динамическими свойствами). Текущее время нормировано на время жизни фотонов в резонаторе: t/τ_{th} , T – отношение времен жизни неравновесных носителей и фотонов, т.е. $T = \frac{\tau_s}{\tau_{th}}$. В (3.3) учтено, что изменение интенсивности прямо пропорционально (γ) параметрам накачки и параметрам усиления. Будем считать, что ВОЛП-RoF не является длинной, а значит дисперсией и погонным затуханием можно пренебречь.

Численное моделирование динамического характера изменения интенсивностей излучения для различных значений отстройки $\delta\omega = |\omega_1 - \omega_2|$ на выходе короткой ВОЛП-RoF проведено для DFB-лазеров с параметрами [188]: $\tau_s = 1$ нс, $\tau_{ph} = 1$ пс, $J = 2,2J_{th}$. Для получения результатов моделирования было применено численное интегрирование уравнений (3.3) с использованием программного пакета Maple 12. На рисунке 3.5 представлены графические зависимости относительных интенсивностей (отнесенных к усредненному за интервал наблюдения значению \bar{I}_M), как функций времени (а), а также характера изменения величины разности $\Delta I = |I_1 - I_2|_{\max}$, тоже⁴¹ отнесенного к \bar{I}_M , и характера изменения со временем периода осцилляций Ξ для функций $I_1(t)$ и $I_2(t)$ – рисунок 3.5 б). Отличие кривых на рисунке 3.5 а) от строго гармонических связано, по-видимому, с нелинейным

⁴¹ $\bar{I}_{1,2,M}$ – средние значения интенсивностей за интервал наблюдения; считаем, что для первого и второго лазера они одинаковы.

характером уравнений (3.3), и, возможно, с погрешностями численного интегрирования. Кривые построены для различных значений ρ уровня отраженного сигнала⁴² и $\delta\omega$, характеризующей различие λ_1 и λ_2 . Так на рисунке 3.5а кривые 1 построены для $\rho = 0,01$, а кривые 2 – $\rho = 0,02$. При этом $\delta\omega = 6,28 \cdot 10^9$ рад/с, что соответствует радиочастоте в 1 ГГц. На рисунке 3.5 б) все кривые построены для $\rho = 0,01$, но для: 1 – $\delta\omega = 4,84 \cdot 10^{11}$ рад/с (77 ГГц), 2 – $\delta\omega = 6,28 \cdot 10^{10}$ рад/с (10 ГГц), 3 – $\delta\omega = 6,28 \cdot 10^9$ рад/с (1 ГГц), и 4 – $\delta\omega = 1,26 \cdot 10^9$ рад/с (200 МГц).

Анализ показывает, что при $\rho (> 0,01)$ и $\delta\omega$ (уже начиная с $6,28 \cdot 10^9$ рад/с) система переходит в неустойчивый режим: амплитуда колебаний возрастает, тогда как их период после незначительного увеличения практически стабилизируется. Полученные результаты относятся к модели без ограничения мощности излучения. В реальной системе рост интенсивности будет ограничен параметрами питания лазера. Кроме того, учёт затухания в линии приведёт к снижению порога возникновения колебательного режима, то есть неустойчивость будет проявляться при меньших значениях ρ .

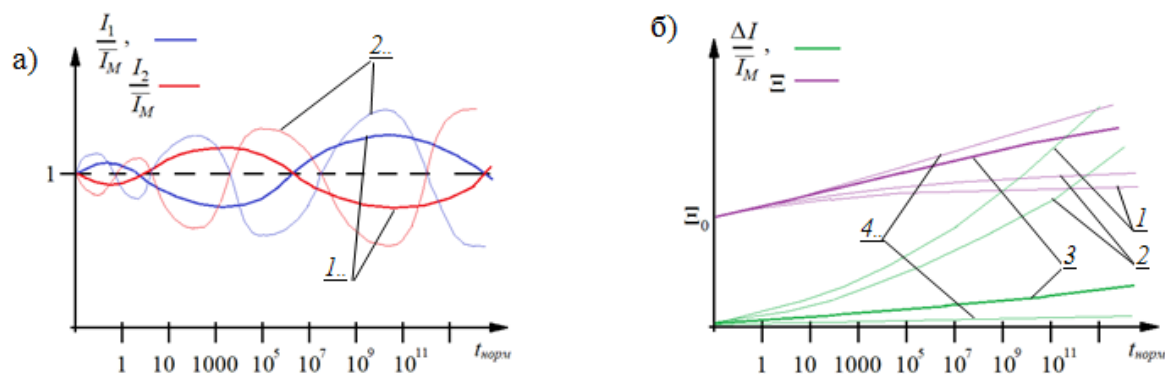


Рисунок 3.5 – Иллюстрация характера изменения интенсивностей излучения (а), их разностей и периода осцилляций (б) для RoF-сегмента с двумя лазерами

Рост периода осцилляций наблюдается – с линейно нарастающего до асимптотически устанавливающегося. Увеличение периода (в том числе – линейное нарастание) – свидетельствует о переходе осцилляций к установившемуся неколебательному состоянию (т.е. к отсутствию осцилляций), а значит – имеет место стабилизация системы. Если же период со временем не увеличивается, то осцилляции в системе продолжают на протяжении времени, т.е. остаются, а значит – система является нестабильной.

⁴² Параметр ρ определяет коэффициенты k_{ij} в (3.3) с учетом RIN обоих лазеров.

Иными словами, для RoF-сегмента с двумя лазерами, между которыми не предусмотрена конструктивная взаимосвязь для стабилизации их работы, даже без использования чирпирующих компонентов наблюдается блуждание интенсивностей излучения, приводящее и к изменению тока фотодиода (по (3.2), (3.3)), а значит – и мощности радиосигнала. В случае присутствия в линии (в том числе – в радиолинии) элемента с характеристикой вида «амплитуда↔частота», что свойственно для ряда нелинейных схем, то действительно в сегменте будут присутствовать фазовые шумы, мешающие радиосвязи, что хорошо согласуется с [189, 190]. Однако эти шумы остаются весьма незначительными для ρ не выше 0,01, а также для близко расположенных λ_1 и λ_2 : в частотном измерении не далее, чем в пределах нескольких сот МГц⁴³. В этом случае осцилляции интенсивностей излучения со временем прекращаются (их период неограниченно возрастает). При увеличении параметра $\delta\omega$ все выглядит наоборот – система от почти стабильной переходит к нестабильной.

Чтобы оценить применимость данной схемы для рассматриваемой задачи, проведем исследование происходящих в ней процессов, но с учетом оптических ФИМД-сигналов. Последние могут быть получены: изменением тока накачки одного из лазеров (подобно рассмотренному в главе 1); в результате включения чирпирующего MZM [144 и др.], либо устройства управления сигналами, например, такого как [191] по схемам, представленным на рисунке 3.3. Для этого воспользуемся подходом к моделированию, аналогичным (3.3), но уже по отношению к напряженности поля E .

Так в работе [186] Лэнг и Кобаяши ввели простую модель, описывающую работу лазера с обратной связью системой из двух дифференциальных уравнений, которые с учетом нормировки и введенного по аналогии с [192] параметра Φ , характеризующего отклонение частоты излучения для ФИМД-сигнала, приобретают вид:

$$\begin{cases} \frac{\partial E}{\partial s} = (1 + j \cdot a) \cdot N \cdot E + \eta \cdot e^{-j\Phi} E (s - 1) \\ \frac{\tau}{\tau} \frac{\partial N}{\partial s} = p - N - (1 + \frac{2}{\tau} N) |E|^2 \end{cases} \quad (3.4)$$

В (3.4) строго согласно [186] используются следующие обозначения: s – время прохода излучения по внешнему контуру, представленное в единицах времени

⁴³ Расчеты проведены для случая отсутствия блуждания центральной частоты излучения лазеров.

жизни неравновесных носителей τ_s ; a – коэффициент, связывающий текущие амплитуду и фазу поля; N – концентрация неравновесных носителей; η – коэффициент отражения; τ – время распространения излучения в резонаторе, нормированное на время τ_s ; T – отношение времен жизни носителей и фотонов; p – нормированный коэффициент, определяющий накачку.

Поэтому подобно тому, как это показано в [186], запишем систему уравнений для рассматриваемых лазеров с учетом Φ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_1(s)}{\partial s} = \left(1 + j \cdot \frac{\psi(s) \cdot E_{0,1}}{|E_1(s)|} \right) N_1(s) E_1(s) + k_{E,11} e^{-j\Delta\Phi_1(s-1)} E_1(s-1) + \\ \quad + k_{E,21} e^{-j\Delta\Phi_2(s-1)} E_2(s-1) |E_1(s-1)| \\ \frac{T}{\tau} \frac{\partial N_1(s)}{\partial s} = p - N_1(s) - \left(1 + \frac{2}{\tau} N_1(s) \right) |E_1(s)|^2 \end{array} \right. \quad (3.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_2(s)}{\partial s} = \left(1 + j \cdot \frac{\psi(s) \cdot |E_{0,1} - E_{0,2}|}{|E_1(s) - E_2(s)|} \right) N_2(s) E_2(s) + k_{E,22} e^{-j\Delta\Phi_2(s-1)} E_2(s-1) + \\ \quad + k_{E,12} e^{-j\Delta\Phi_1(s-1)} E_1(s-1) |E_2(s-1)| \\ \frac{T}{\tau} \frac{\partial N_2(s)}{\partial s} = p - N_2(s) - \left(1 + \frac{2}{\tau} N_2(s) \right) |E_2(s)|^2 \end{array} \right.$$

В (3.5) дополнительно приняты обозначения: $\psi(s)$ – фаза модулированного⁴⁴ излучения (переносящего информационный сигнал); $\Delta\Phi_1(s) = \frac{1}{\omega_1} \cdot \frac{\partial\psi(s)}{\partial s} - 1$; $\Delta\Phi_2(s) = \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\partial\psi(s)}{\partial s} - \frac{\omega_1}{\omega_2}$; величины $E_{0,1}$ и $E_{0,2}$ – амплитудные значения функций $E_1(s)$ и $E_2(s)$; коэффициенты $k_{E,11}$, $k_{E,12}$, $k_{E,21}$ и $k_{E,22}$ аналогичны введенным к формуле (3.3) с тем отличием, что относятся не к интенсивности, а к напряженности поля. Также как и выше считаем, что динамические и мощностные характеристики лазеров приблизительно одинаковы.

Согласно введенной⁴⁵ и используемой в настоящей диссертации ФИМД-функции C_{ω_1} (см. пояснения в Приложении 1), заметим, что $\Delta\Phi_1(s) = \frac{\frac{\partial\psi(s)}{\partial s} - \omega_1}{\omega_1} = \frac{C_{\omega_1}(s)}{\omega_1}$; $\Delta\Phi_2(s) = \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\partial\psi(s)}{\partial s} - \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{C_{\omega_1}(s)}{\omega_2}$.

⁴⁴ Предполагается, что модуляцию, т.е. введение информационного сигнала, осуществляет модулятор Маха-Цендера (МЗМ), располагающийся, например, в плече первого лазера, см. рисунок 3.1.

⁴⁵ Явление chirпирования излучения весьма по-разному представлено в литературе – начиная от неизменного параметра (коэффициента) [111, 112], включая линейно меняющуюся величину (ЛЧМ – линейная частотная модуляция [112]), что связано с традиционно сложившимся дисперсионным характером его приобретения, и заканчивая

При большой задержке, когда $\tau \gg 1$ (т.е. когда ВОЛП-RoF много длиннее, чем резонатор лазера), можно полагать, что $\partial N/\partial s = 0$ (по аналогии со [186]) и система сводится к двум уравнениям, аналогичным (3.3) для каждого из рассматриваемых лазеров. Кроме того, для каждого из лазеров, согласно [186], является справедливо:

$$\frac{\partial E}{\partial s} = (1 + i \cdot \alpha) \cdot (p - |E|^2) \cdot E + \eta \cdot e^{-i\Phi} E(s - 1). \quad (3.6)$$

Если по аналогии с (3.6) представить полученные выше уравнения (3.5) и учесть соотношения для функции $C_{\omega_1}(s)$, то запишем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_1(s)}{\partial s} = \left(1 + j \cdot \frac{\psi(s) \cdot E_{0,1}}{|E_1(s)|} \right) (p - |E_1(s)|^2) E_1(s) + k_{E,11} e^{-j \frac{C_{\omega_1}(s-1)}{\omega_1}} \cdot E_1(s - 1) + \\ \quad + k_{E,21} e^{-j \frac{C_{\omega_1}(s-1)}{\omega_2}} \cdot E_2(s - 1) |E_1(s - 1)|; \\ \\ \frac{\partial E_2(s)}{\partial s} = \left(1 + j \cdot \frac{\psi(s) \cdot |E_{0,1} - E_{0,2}|}{|E_1(s) - E_2(s)|} \right) (p - |E_2(s)|^2) E_2(s) \\ \quad + k_{E,22} e^{-j \frac{C_{\omega_1}(s-1)}{\omega_2}} \cdot E_2(s - 1) + \\ \quad + k_{E,12} e^{-j \frac{C_{\omega_1}(s-1)}{\omega_1}} \cdot E_1(s - 1) |E_2(s - 1)|. \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Таким образом, система уравнений (3.7) характеризует изменение параметров излучения в RoF-линии в случае оптического ФИМД-сигнала.

Учитывая, что интенсивность излучения представляет собой величину $I_{1,2} = \frac{\dot{E}_{1,2} \cdot \dot{E}_{1,2}^*}{2Z_B}$, где \dot{E}^* – комплексно-сопряженное к \dot{E} , а Z_B – волновое сопротивление линии, получаем результаты моделирования, аналогичные представленным выше, см. рисунок 3.6. Расчет проведен для $\rho = 0,01$, отличия частот лазерного излучения на $6,28 \cdot 10^9$ рад/с (1 ГГц), для следующих наибольших значений функции: $C_{\omega_1} = 6,28 \cdot 10^4$ рад/с (10 кГц) – кривая 1 на рисунке 3.6 а) и кривая 1 на ке 3.4б); $C_{\omega_1} = 1,57 \cdot 10^5$ рад/с (25 кГц) – кривая 2 на рисунке 3.6 б); $C_{\omega_1} =$

произвольной функциональной зависимостью, о чем шла речь в первой главе [117 - 121]. Здесь мы придерживаемся того, что ФИМД-функция может быть произвольной.

$=3,14 \cdot 10^5$ рад/с (50 кГц) – кривая 3 на рисунке 3.6 б); и $C_{\omega_1} = 4,71 \cdot 10^5$ рад/с (75 кГц) – кривая 2 на рисунке 3.6 а) и кривая 4 на рисунке 3.6 б). В случае, если увеличить частотное расстояние между лазерами, а также и наибольшее значение ФИМД-функции – получаем существенные осцилляции интенсивностей лазеров, а также и частоту осцилляций, начинающую попадать (паразитно) в частотные диапазоны ВЧ/ШП/СШП-сигналов. Кроме того, если для малых $\delta\omega$ на рисунке 3.5 имела место определенная стабилизация (точнее – квазистабильзация) указанных осцилляций (неограниченный рост периода Ξ , рисунок 3.5 б), например, кривая 4, говорил о снижении эффективности осцилляций), то в рассматриваемом случае подобный режим удастся получить только для $C_{\omega_1} \leq 6,28 \cdot 10^3$ рад/с (1 кГц), что весьма мало для многих технических приложений.

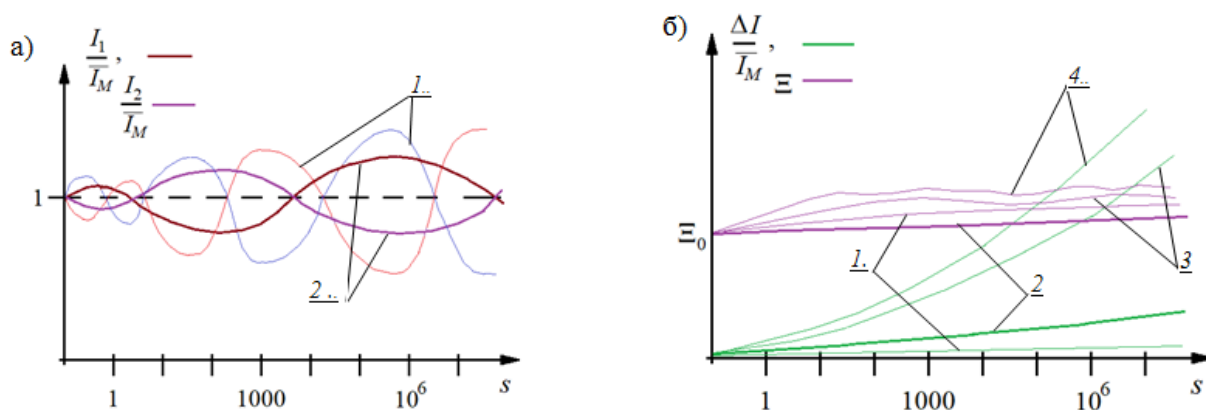


Рисунок 3.6 – Иллюстрация характера изменения интенсивностей излучения (а), их разностей и периода осцилляций (б) для RoF-сегмента с двумя лазерами, построенного по схеме рисунок 3.3 а), для случая chirpiрующего MZM

Напротив, для рассмотренных значений ФИМД наблюдается характерное блуждание параметра Ξ (попеременное уменьшение и увеличение), что фактически действительно говорит о наличии фазового шума в системе. Определенная более-менее приемлемая ситуация имеет место для $C_{\omega_1} = 6,28 \cdot 10^4$ рад/с (10 кГц), что может найти техническое приложение, например, в задаче обеспечения информационной безопасности радиоканала в виде «прыгающей частоты» для нешироких канальных интервалов (до 500 МГц). А для ФИМД со значениями $C_{\omega_1} = 4,71 \cdot 10^5$ рад/с (75 кГц) период Ξ начинает заметно блуждать и проявляется заметный рост разности интенсивностей ΔI , что фактически свидетельствует об оптическом хаосе [193], и приводит канал уже в неработоспособное состояние.

Результаты моделирования RoF-схемы на основе двух независимых лазерных источников подтверждают наличие значительных фазовых шумов при частотном разнесении, соответствующем радиочастотам от единиц ГГц и выше, что согласуется с экспериментальными данными. При этом расчёты выполнены без учёта ряда дополнительных дестабилизирующих факторов, поэтому на практике граница устойчивой работы может оказаться ещё ниже. Вместе с тем определена область⁴⁶ параметров, включающая допустимое частотное разнесение лазеров и уровень ФИМД, при которых система сохраняет приемлемую стабильность. Это позволяет рассматривать данную архитектуру для специализированных технологических RoF-сегментов, несмотря на её ограниченную применимость в современных абонентских сетях.

Тем не менее, ввиду существенной актуальности все более высоких радиочастот (в настоящее время – то терагерцовых), получение которых интересно именно оптическими методами (схемами), требуется разработать RoF-сегмент, обеспечивающий решение данной задачи, но на базе единственного работающего лазера.

3.3. Методы построения RoF-сегмента с оптическими ФИМД-сигналами, обеспечивающие генерацию радиочастот в широком диапазоне, с применением единственного источника оптического излучения

3.3.1. Применение источника оптического излучения с широким спектром и вырезающих полосовых фильтров

Для того, чтобы обеспечить возможность генерации радиочастоты в большом диапазоне (от сотен МГц до W-диапазона), можно применить источник оптического излучения и фильтр, вырезающий две оптические частоты (спектральные линии) так, чтобы частотное расстояние между ними обеспечило требующуюся радиочастоту, рисунок 3.7. В одно из плеч фильтрующей схемы предлагается подключить MZM, который обеспечит введение информационного сигнала (обозначено ИФ на рисунке).

⁴⁶ Справедливости ради нельзя не отметить, что полученные параметры стабильной работы схемы по рисунку 3.1 могут быть присущи либо чрезвычайно узкополосным (которые должны быть высоко стабилизированными) двум лазерам, либо находятся внутри единственной полосы излучения типового (недорого) полупроводникового лазера.

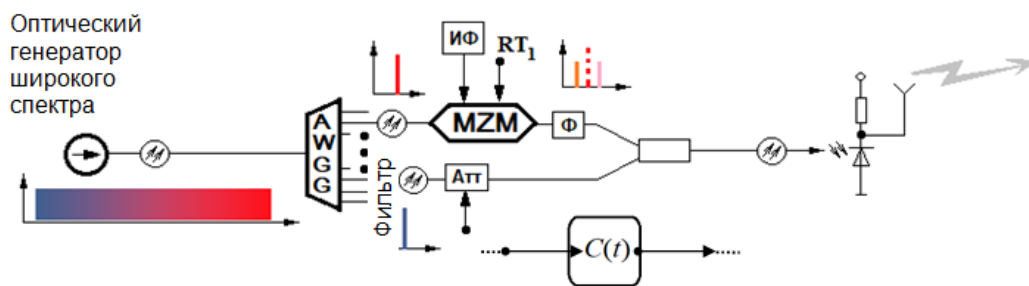


Рисунок 3.7 – Схема RoF-сегмента, основанного на сложении оптических частот, вырезанных фильтром из широкого спектра. Здесь предполагается, что ФИМД-элемент может находиться в одном из плеч фильтрующей схемы, либо после нее (после Y-сплиттера) – на ВОЛП (в том числе – и перед фотодиодом) – в зависимости от решаемой телекоммуникационной задачи; Атт – аттенюатор.

Очевидно, что источник оптического излучения, использующийся в данной схеме, должен обладать достаточно широким, и при этом одновременно – сплошным спектром. На рисунке 3.8 схематично построена классификация коммерчески доступных сегодня подобных видов источников, которые могут быть применены для предложенной RoF-схемы (по рисунку 3.7).

Из представленных на рисунке 3.8 трех категорий источников 1-я (светодиоды) и 2-я (резонаторные источники) для их включения в схему по рисунку 3.7, применяться эффективно не могут. Светодиоды излучают некогерентный свет, к тому же, как правило, спектр их не нормируется ни как статическая, ни как динамическая характеристика. Это означает, что даже если пренебречь (что необоснованно!) низкой когерентностью излучения, все равно успешность генерации радиочастоты остается под сомнением – из-за постоянно меняющихся амплитуд сигналов в вырезаемых каналах. А значит, параметры радиоканала также будут постоянно меняться, т.е. «дрожать» со временем, что сильно сузит области применения такой радиочастоты.

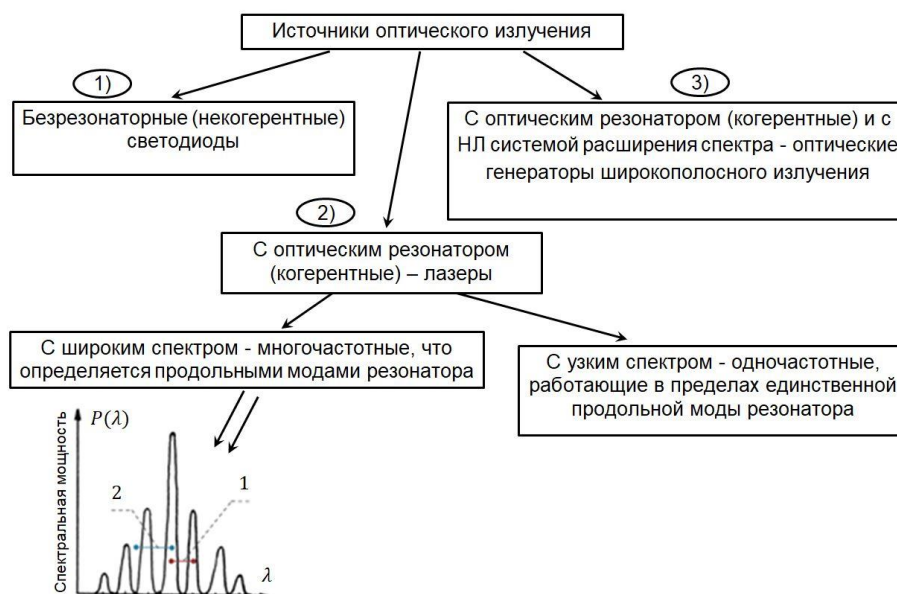


Рисунок 3.8 – Краткая классификация источников оптического излучения для телекоммуникаций; многочастотные лазеры, как правило, обладают характерной частотной гребенкой, которая приведет к неоднозначности получения радиочастоты в схеме рисунка 3.5: 1 – радиочастота может быть получена в результате вычитания выбранных линий; 2 – радиочастота не будет получена.

Когерентные резонаторные источники (лазеры) принципиально следует разделить на две под-категории: одночастотные (которые часто называют одномодовыми⁴⁷), которые обладают единственным характерным частотным пиком (подобно DFB, см. рисунок 3.4 а), и многочастотные (см. рисунок 3.8, график $P(\lambda)$). В первом случае излучение (из этого единственного узкого пика) с физической точки зрения может использоваться в схеме рисунка 3.7, но расстояние между спектральными составляющими будет настолько мало, а значит – небольшой окажется и радиочастота (не более нескольких кГц, самое большее – МГц). При этом сложность фильтрации (вырезания) спектральных составляющих представляется значительной – потребуется использование специализированных высококогерентных фильтров, что, скорее всего, в соотношении: значение радиочастоты / сложность и стоимость схемы фильтрации, будет неэффективным.

Во втором случае, т.е. использование многочастотных лазеров в схеме рисунка 3.7 представляется нецелесообразным потому, что в зависимости от задаваемого частотного расстояния (определяемого фильтрующей схемой) оптическая

⁴⁷ В действительности – так оно и есть именно для продольных мод, т.е. иными словами: лазер является одномодовым с точки зрения продольных мод (а с точки зрения поперечных мод такие лазеры могут быть как одномодовыми, так и многомодовыми, от чего зависит поперечная структура луча (светлого пятна)).

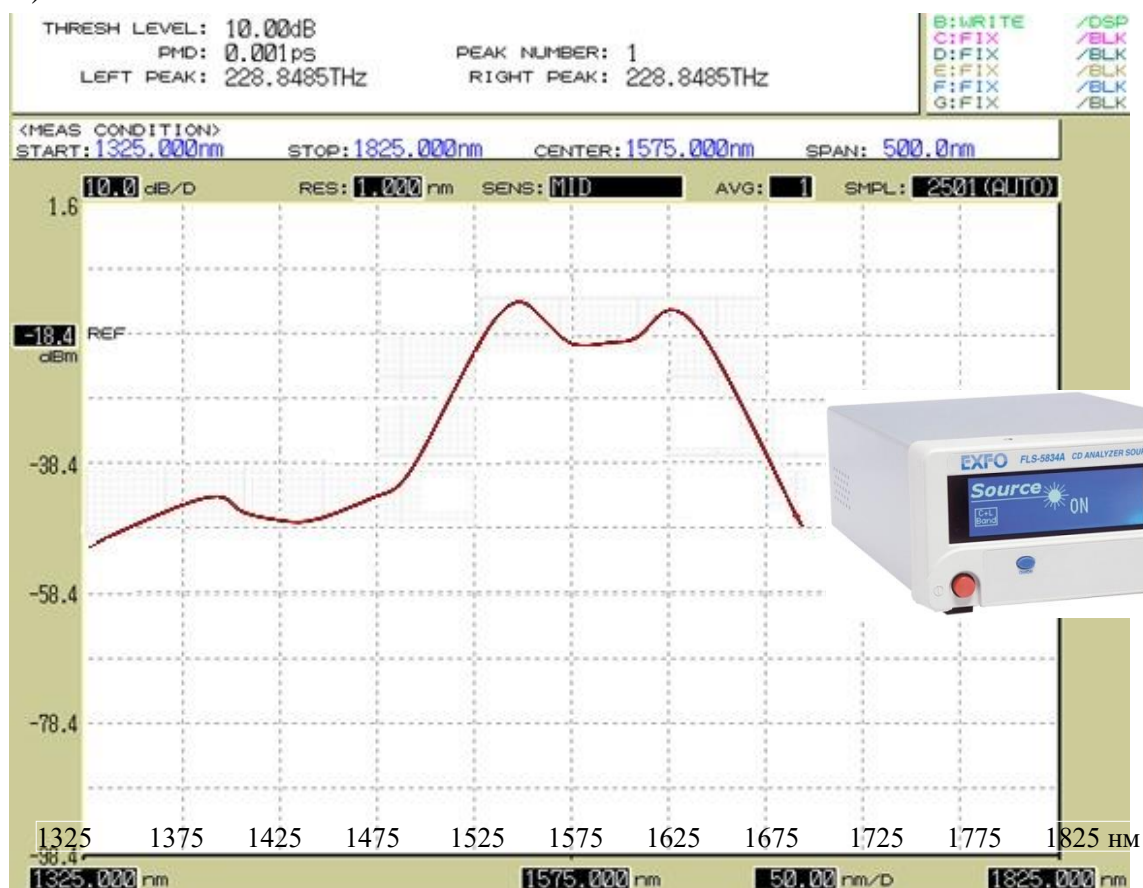
частота вообще может оказаться не выбрана (не вырезана), см. пояснение на рисунке 3.8. Четкое настраивание на ту или иную частотную моду, скорее всего, также не обеспечит стабильной работы – частотная характеристика лазера (особенно полупроводникового) во время его работы может сдвигаться – т.е. там, где были пики, могут появиться провалы, и наоборот!

Из сказанного следует, что в схеме по рисунку 3.7 имеет смысл использовать широкополосные источники когерентного излучения с непрерывным спектром. Такие источники в настоящее время в основном работают на принципе нелинейного уширения узкого когерентного спектра, значимыми представителями которых являются специализированные источники света (такие как FLS- 5800 [194] или генератор суперконтинуума⁴⁸ [194–197]), рисунок 3.9. За счет нелинейного уширения (механизмы которого могут отличаться в зависимости от типа устройства) происходит существенное увеличение спектра узкополосного короткоимпульсного лазера (порядка нескольких фс...десятков фс). При этом возникает так называемая «лазерная дуга».

Шумовые характеристики сформированных спектров «лазерной дуги» могут существенно различаться в зависимости от области параметров. В определённых условиях, таких как доминирующая самомодуляция фазы [194] в среде с нормальной дисперсией, наблюдается строго детерминированное поведение. В таких сценариях фазовая когерентность выходного суперконтинуумного импульса может сохраняться на высоком уровне, несмотря на существенное расширение его спектра. Однако, в других случаях, особенно при использовании солитонов более высоких порядков, процесс демонстрирует исключительную чувствительность к начальным условиям к любым, даже самым незначительным флуктуациям – вплоть до квантового шума, присутствующего, например, во входном импульсе. Вследствие этого свойства спектрально расширенного импульса демонстрируют сильную зависимость от конкретной конфигурации устройства [197]. Тем не менее, вполне доступными следует признать многие существующие модели генераторов суперконтинуума, целесообразные для применения в схеме по рисунку 3.7.

⁴⁸ Определением суперконтинуума по отношению к электромагнитному излучению является: когерентное излучение со сверхшироким спектром [198], перекрывающим более одной октавы.

a)



б)

The image shows a supercontinuum generator setup on an optical table. The main image is a photograph of the physical device, which is a black rectangular box with various optical components and a fiber optic cable. An inset image shows a 3D rendering of a laser beam being split into a spectrum of colors, illustrating the supercontinuum effect. The device is mounted on a black optical table with various adjustment knobs and components.

Спектр (по уровню -20 дБ)	500 нм – 950 нм (модель-1) 380 нм – 1050 нм (модель-2)
Длина волны накачки	810 нм
Максимальная пиковая мощность накачки	500 мВт при 50 фс, 80 МГц
Размеры (Д x Ш x В)	500 x 250 x 170 мм

Рисунок 3.9 – Иллюстрация характеристик источников широкополосного когерентного излучения: FLS-5800 (а) и генератора суперконтинуума (б)

Кроме источника излучения, рассматриваемый RoF-сегмент предполагает использование фильтров (или фильтра, пример которого приведен ниже), и ФИМД-элемента.

Выбор ФИМД-элемента, вообще говоря, достаточно широкий: начиная от чирпирующего MZM, включая – интерференционное устройство управления. Вполне возможно, что под рассматриваемые RoF-сегмент и телекоммуникационную задачу может быть разработано специализированное устройство, по функциональному преобразованию подобно представленным в Приложении 1. В общем случае справедливо следующее: принцип работы такого устройства может быть основан на эффектах нелинейного преломления (фазовой само- и/или кросс-модуляции [192]), или/и эффекте многолучевой интерференции (в интерферометре, брэгговских решетках, либо на дифракционно-зеркальных схемах), что позволит получать значительное чирпирование. Использование чирпирующего MZM имеет смысл, когда требуется получать небольшой по величине чирп.

Для фильтрующей схемы RoF-сегмента по рисунку 3.7 выбор фильтра в значительной степени зависит от решаемой телекоммуникационной задачи. Так если требуется получить радиочастоту в 100 ГГц, что соответствует расстоянию по длине волны между вырезаемыми оптическими линиями (частотами) в 0,8 нм, то самым доступным способом является применение спектрального DWDM-демультиплексора (AWG – Arrayed Waveguide Gratings), рисунок 3.10 а), который настроен на указанные параметры потому, что они входят в DWDM-стандарт (G.694). Поэтому, в частности, сети абонентского доступа xPON и сети городского масштаба MAN, в которых используется принцип волнового уплотнения, очень несложно и хорошо совместим с RoF-сегментом, настроенным на радиочастоту в 100 ГГц по схеме рисунка 3.7. Классическое устройство AWG является неперестраиваемым, но оно оснащается значительным количеством выходов (до 64), подбором конкретной пары которых можно определенным образом менять и параметры радиоканала. Справедливости ради следует заметить, что по такому принципу можно строить не только абонентский сегмент сети общего пользования, но и сегмент технологического назначения.

Но требования к частотному ресурсу во многих случаях выходят далеко за рамки стандартных значений. Диапазон простирается от нижней части СВЧ-спектра (с охватом гигагерцового СШП-сегмента) и вплоть до субтерагерцовых и терагерцовых пределов. Здесь уже потребуются специализированные фильтры.

Так на рисунке 3.10 представлены существующие фильтры с полосой – от десятков (единиц) нм (стеклянные пластины с пленками, неперестраиваемые), включая модули тонкопленочных волоконных фильтров (также неперестраиваемые), волоконные брэгговские решетки (ВБР), и заканчивая перестраиваемыми фильтрами на ВБР, выполненными на пьезоэлектрической подложке.

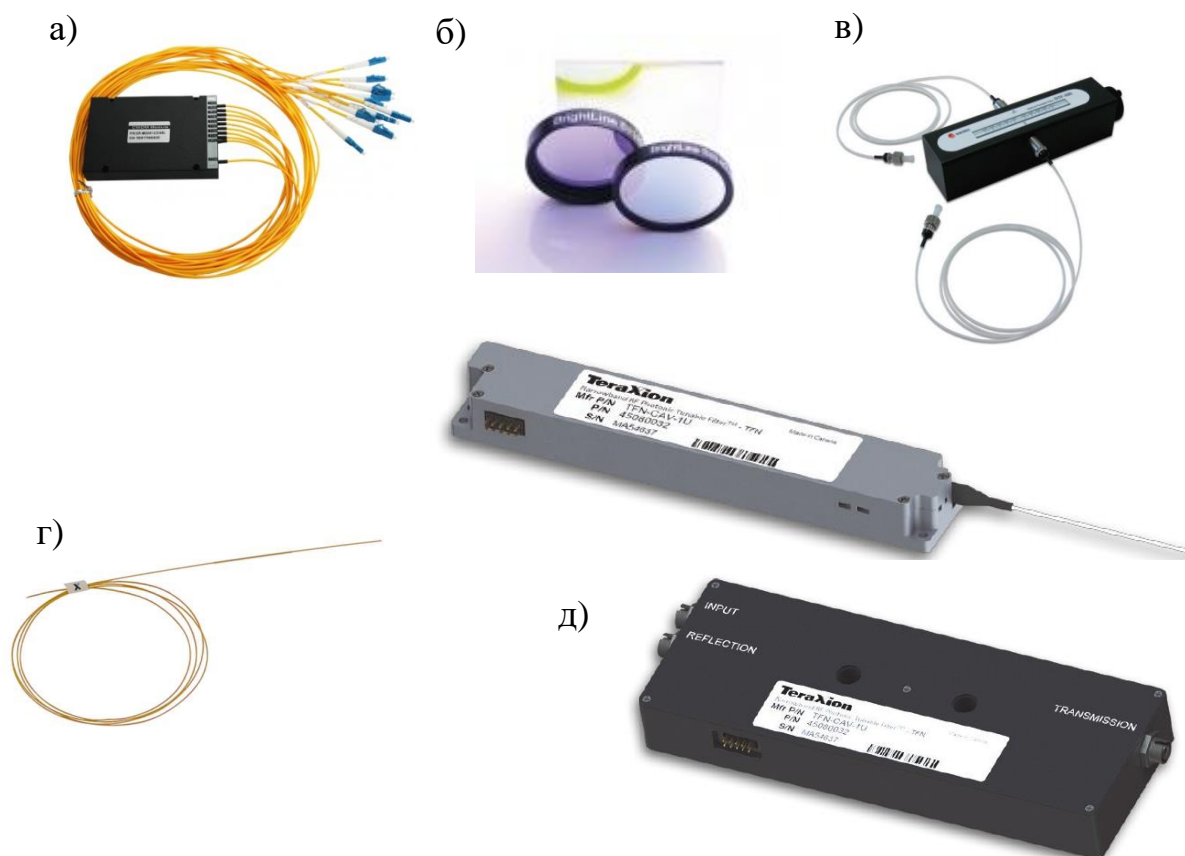


Рисунок 3.10 – Иллюстрация существующих фильтров для оптических/волоконно-оптических сетей: а) волоконные DWDM-мультиплексоры (AWG) с шириной пропускания $\geq 0,8$ нм (100 ГГц); б) стеклянные пластины (с шириной пропускания \geq единицы...десятки нм); в) модули тонкопленочных волоконных фильтров (диапазон длин волн от 1270 до 1630 нм, диапазон перестройки от 40 до 120 нм); г) ВБР, записанные, как правило, поверх волокна (диапазон длин волн от 1520 до 1630 нм, диапазон перестройки от десятков МГц [199, 200] до десятков нм); д) перестраиваемые узкополосные оптические фильтры на основе ВБР; фильтры имеет два выходных канала: канал отражения (R) и канал пропускания (T). Параметры: центральная длиной волны, как правило, равна 1550 нм (диапазон длин волн от 1525 до 1565 нм, интервал значений изменения рабочих параметров от 50 МГц до 50 ГГц, диапазон перестройки ± 20 ГГц)

Представленные фильтры вполне могут использоваться для фильтрующей схемы по рисунку 3.7, но не могут для внесения чирпирования, т.к. перестройка (по рисунку 3.10 д) производится медленно. Управление выполняется по электрическому интерфейсу Control Interface I2C, который разработан для соединения низкоскоростных периферийных компонентов с процессорами и микроконтроллерами для целей передачи цифровых данных управления. Основным режим работы – 100 кбит/с. Поэтому непосредственно менять параметры фильтра вносить чирпирование в сигналы длительностью, например, от единиц до десятков не представляется невозможным. Указанные фильтры могут обеспечить чирпирование только для сугубо низкоскоростных сигналов (до единиц кбит/с), которые, тем не менее, могут быть интересны в сетях технологического назначения.

Нельзя не упомянуть об еще одной достаточно интересной категории компонентов, которая может использоваться в малокомпонентных RoF-сегментах, пример которого представлен на рисунке 3.7: о терагерцовых кристаллах [200–202], см. рисунок 3.11. Эти компоненты выполнены на основе соединений ZnTe или GaSe. В процессе работы данных устройств производится генерация разностной частоты в среде с высокой нелинейной чувствительностью второго порядка (этой средой и являются данные соединения). Для того, чтобы данная генерация происходила, требуется на компонент по рисунку 3.11 светить фемтосекундным лазером, и поскольку нелинейная функция представленных соединений очень широкополосная (ИК, видимый свет), что дает свободу в выборе лазера, то биения между частотными компонентами падающего излучения, и уширенного этой нелинейной средой, и будут давать терагерцовое излучение, поступающее в виде электромагнитной волны с поверхности кристалла. Согласно [201, 202], кристаллы ZnTe и GaSe используются для генерации ТГц излучения в широкой полосе частот вплоть до ≈ 41 ТГц.

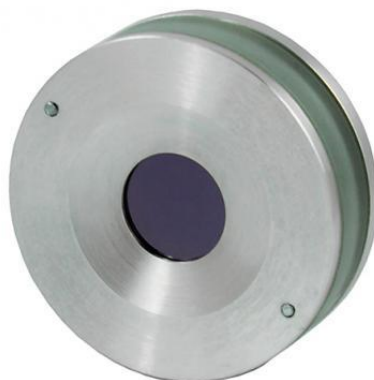


Рисунок 3.11 – Иллюстрация компонента оптических сетей, представляющего собой так называемый терагерцовый кристалл [201]

Однако данное ТГц излучение, невзирая на простоту его получения, весьма затруднительно использовать для телекоммуникационных приложений в RoF - сегментах: во-первых, потребуется поддерживать стабильность работы фс-лазера, во-вторых, получаемое радиоизлучение является импульсным, и потребуются новые принципы модуляции и демодуляции сигналов (выполняемые, в соответствии с базовыми принципами RoF – на физическом уровне). Вполне может получиться, что простоту непосредственной генерации ТГц излучения «перевесит» сложность использования данного излучения в задачах телекоммуникаций, что в конечном итоге сведет на нет достоинства указанных устройств.

Таким образом, исходя из анализа возможных вариантов, предлагаемый сегмент по рисунку 3.7 целесообразно собирать с применением: генератора суперконтинуума в качестве источника⁴⁹ широкополосного излучения, фильтра AWG в случае необходимости генерации радиочастоты в W-диапазоне, либо – перестраиваемых фильтров на ВБР для других значений радиочастот; модулятора Маха-Цендера без чирпирования для случаев дополнительно используемого ФИМД-устройства, либо чирпирующего MZM. Данный сегмент является достаточно простым, и может быть интересен для многих RoF-приложений.

⁴⁹ Может быть рассмотрена возможность применения источника FLS-5800 при обеспечении подстройки аттенюатором амплитуд вырезанных и далее смешиваемых длин волн.

3.3.2. Применение узкополосного источника оптического излучения и системы сдвига оптической длины волны

Как обсуждалось ранее (см. рис. 1.4), получить две оптические длины волны из единственной от узкополосного источника⁵⁰ возможно с применением MZM, на информационный вход которого подается половинная частота от получаемого частотного расстояния между оптическими линиями, рисунок 3.12 (первый MZM). Далее опять можно действовать по схеме с фильтром (фильтрами), что обсуждалось в предыдущем параграфе. При этом информационным входом сегмента будет информационный вход второго MZM (обозначен ИФ). Схема по рисунку 3.12 является достаточно простой и может успешно применяться для генерации радиочастот до нескольких десятков ГГц. Но свыше (к субтерагерцу) эффективность схемы снижается ввиду необходимости привлечения дополнительного весьма высокочастотного электронного генератора (на рисунке – $f_{RF/2}$), что начинает сводить на нет преимущества оптической генерации⁵¹.

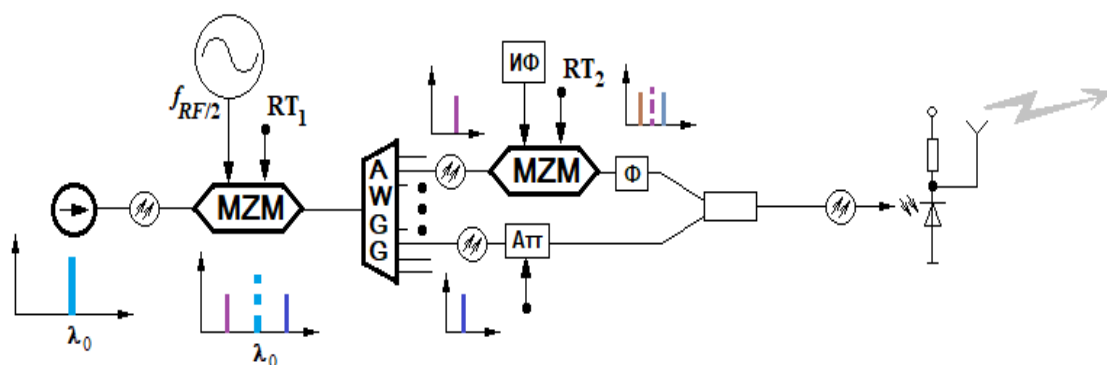


Рисунок 3.12 – Схема RoF-сегмента, использующая MZM для получения оптических линий с заданной радиочастотой с последующим их разделением фильтрами

Для того, чтобы уйти от необходимости привлечения такого электронного генератора, сохранив при этом возможность получения радиочастоты в широком диапазоне (не привязываясь к параметрам электронных устройств) и используя недорогой узкополосный источник излучения, предложено строить RoF-схему с единственным MZM, в качестве средства ввода информационного сигнала (ИФ), а сдвиг оптической длины волны, будет осуществляться нелинейным элементом (НЭ), который работает в соответствии λ_1 / λ_2 – рисунок 3.13.

⁵⁰ Примером которого может служить DFB-лазер.

⁵¹ Зачем же тогда «оптика», если решающим элементом все равно остается «электроника»?

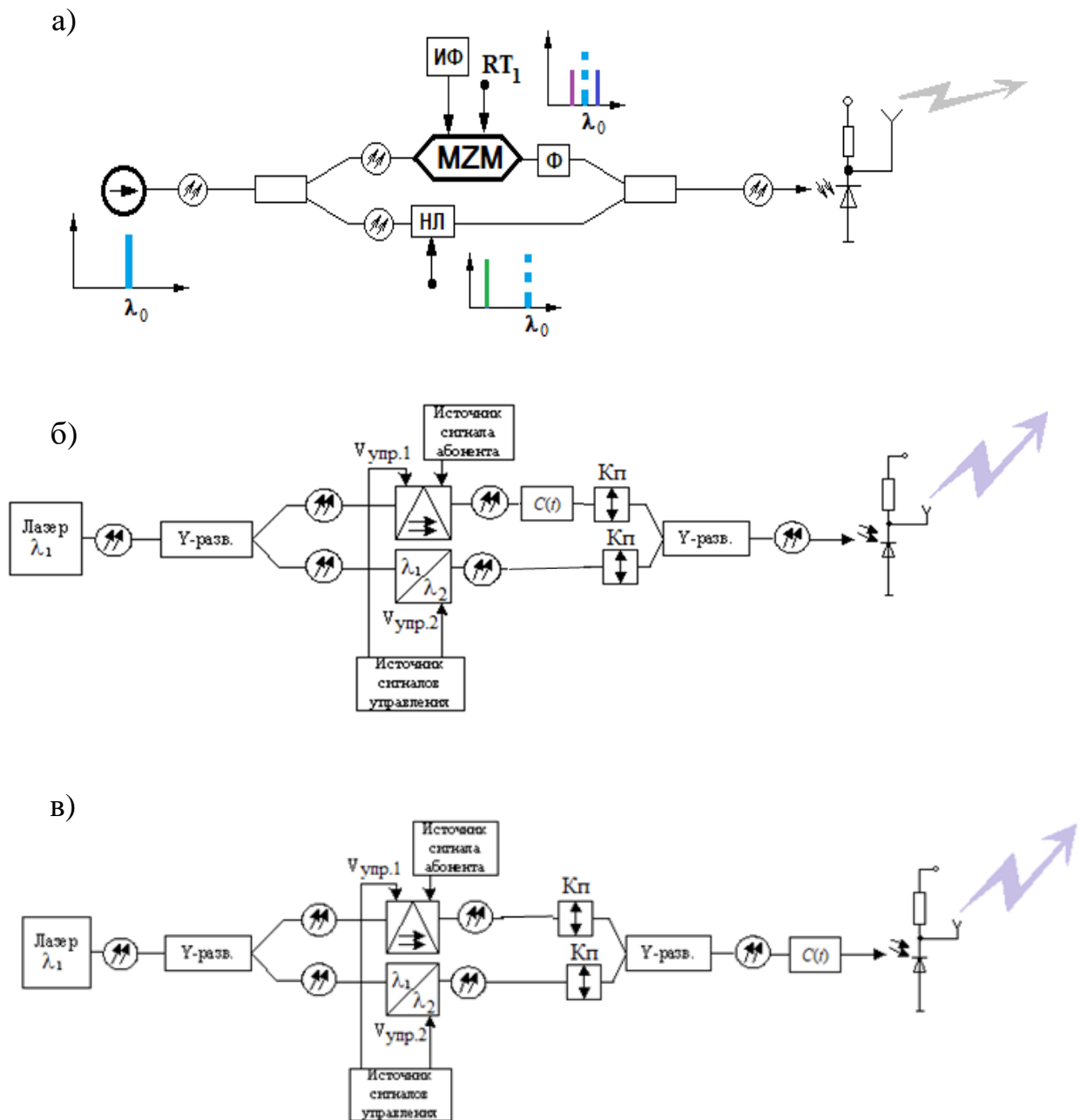


Рисунок 3.13 – Схема RoF-сегмента с нелинейным сдвигом оптической длины волны [203, 204]: а) – структурная схема; б) и в) – схемы принципиальные (с контроллерами поляризации Кп), на которых установлен ФИМД-элемент $C(t)$: на входе (б) и на выходе (в) ВОЛП-RoF

При этом в схеме по рисунку 3.13 отсутствует необходимость в использовании фильтров, а устройство Ф предназначено для вырезания центральной длины волны излучения, если сигнал попадет в запрещенные спектральной маской диа-

пазоны (что зависит от конкретного выбора оптических параметров). Ф является обязательным элементом.

Преобразование длины волны λ_1 в значение λ_2 может быть реализовано с использованием нелинейных оптических структур [203, 204], применяемых в волоконно-оптических системах связи, функционирующих вблизи диапазонов 1,31 и 1,55 мкм. Актуальность их использования определяется высокой плотностью каналов в системах спектрального мультиплексирования (xWDM), где требуется точная спектральная перестройка. Практически реализуемые нелинейные элементы (НЛ-элементы) обеспечивают контролируемое смещение длины волны в пределах нескольких нанометров, что является достаточным для генерации сигналов в миллиметровом диапазоне частот. В частности, изменение длины волны менее чем на единицу нанометра соответствует переходу к радиочастотам порядка сотен гигагерц, что позволяет эффективно формировать W-диапазон. Для обеспечения корректного взаимодействия оптических сигналов в различных каналах системы после MZM и нелинейного преобразующего элемента вводятся устройства управления поляризацией (контроллеры поляризации – КП). Их задача заключается в приведении состояний поляризации к согласованному виду, необходимому для последующего сложения сигналов с сохранением требуемых фазовых соотношений и получения устойчивого интерференционного результата.

ФИМД-элемент $C(t)$ может располагаться в любом из сегментов схемы в зависимости от решаемой телекоммуникационной задачи, как упоминалось выше. Если есть необходимость расположить его в канале с MZM, то вполне возможно использовать чирпирующий MZM. Если его следует разместить на выходе ВОЛП - RoF (т.е. перед фотодиодом), рисунок 3.13, в), то может быть подключено специализированное ФИМД-устройство подобно тому, которое обсуждалось ранее.

3.4. Предложенный RoF-сегмент с ФИМД-сигналами как сетевое окончание MAN(xPON)

Разработанная структура RoF-сегмента, основанная на ранее предложенных принципах (см. рис. 3.13), может быть использована в качестве эффективного средства формирования логически обособленных подсетей (VLANов) в радиока-

нале, пространственно ассоциированных с определёнными направлениями излучения фазированной антенной решётки. В отличие от традиционных подходов, в рассматриваемом случае управление принадлежностью к подсети (VLAN) осуществляется не на уровне протоколов канального или сетевого уровней, а непосредственно на физическом уровне передачи сигнала.

Ключевой особенностью предлагаемого подхода является то, что управляющая информация, определяющая конфигурацию радиолепестков, их ориентацию и пространственное распределение, инкапсулируется в параметрах ФИМД ($C(T)$) оптических импульсов. Эти импульсы одновременно выполняют функцию транспортировки пользовательских данных (например, Ethernet-кадров), что позволяет отказаться от выделения отдельного канала управления и, как следствие, существенно повысить эффективность использования сетевых ресурсов.

При этом для управления ФАР на физическом уровне дополнительно должны быть использованы такие компоненты, как: 1) преобразователь «изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала»⁵², и 2) интерференционный разделитель, который подробно представлен в Гл-2. На рисунке 3.14 и рисунке 3.15 представлены примеры схем функциональных такого RoF-сегмента – при отсутствии и при наличии chirпирования соответственно.

Принцип работы системы заключается в следующем. Сигнал, содержащий ФИМД, при прохождении через преобразователь «изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала» приобретает амплитудную модуляцию, функционально зависящую от закона изменения chirпа. При этом фазо-частотные характеристики сигнала в первом приближении сохраняются, что позволяет использовать его далее для пространственного распределения. На следующем этапе сигнал поступает в интерференционный разделитель, где происходит его декомпозиция на несколько компонент. Каждая из этих компонент направляется на определённую группу излучающих элементов фазированной антенной решётки. Последовательная активация данных элементов в пределах длительности импульса T_n обеспечивает формирование направленного радиосигнала, ориентированного в заданную область пространства. Таким образом, пространственное разделение пользователей (или подсетей) реализуется за счёт управления параметрами оптического сигнала (см. рис. 3.15).

⁵² Данному методу подробно посвящен следующий параграф.

Однако необходимо учитывать, что при использовании широкополосных ФИМД-импульсов, спектральная ширина которых значительно превышает базовую ($\Delta\omega_{\max} \cong \Delta\omega_{\max}^* \gg \Delta\omega_0$), их прохождение через интерференционный разделитель в сегменте RoF приводит к временной фрагментации. В пределах каждого такого временного интервала $\tau_\ell \in [0, T_{\text{и}}]$, где изменение сигнала со сдвигом частоты (чирпа) можно считать незначительным, сигнал может быть представлен в виде импульсных фрагментов с практически постоянными параметрами. Амплитуда этих фрагментов определяется значением функции чирпирования $C(T)$ в соответствующей области времени τ_ℓ . Далее каждый из них направляется на определённые элементы фазированной антенной решётки. В результате исходный радиоимпульс, соответствующий Ethernet-пакету, фактически разбивается на несколько укороченных частей. При этом количество таких частей определяется степенью временного разделения сигнала. Для корректной обработки подобных фрагментов на стороне приёмника может потребоваться совершенствование алгоритмов регенерации и синхронизации. Вместе с тем, современные методы помехоустойчивого приёма уже позволяют эффективно идентифицировать и обрабатывать такие сигнальные структуры [205]. Дополнительно следует отметить, что сформированные фрагменты могут быть направлены в различные пространственные области, что расширяет возможности системы по распределению трафика.

Отдельного рассмотрения заслуживает режим, при котором передача осуществляется не в виде стандартных информационных пакетов (Ethernet-пакетов), а в форме периодических импульсных последовательностей. В этом случае система может быть адаптирована для решения задач пространственной локализации и радиолокации. Управление формой диаграммы направленности осуществляется через изменение ФИМД, что позволяет формировать радиолепестки различной конфигурации без изменения аппаратной структуры системы. Передача указанных «локационных» Ethernet-пакетов может быть организована, например, в интервалах между сеансами связи, используя паузы в работе информационного передатчика. Подобный подход является перспективным для систем технологического назначения. Вместе с тем не исключается и более традиционный для телекоммуникационных систем сценарий [117], при котором каждая информационная единица передается не в широкой полосе частот ($\Delta\omega_{\max, \text{VLAN}} \geq \Delta\omega_0$), а в спектральном диапазоне, остающемся практически неизменным на протяжении длительности импульса $T_{\text{и}}$. По сути, такой режим соответствует формированию квази-

нечирпированных импульсов. Но от пакета к пакету спектральное положение сигнала может изменяться в пределах допустимого диапазона $\Delta\omega_{\max}^*$ (см. рис.3.16). Скорее всего, тактовый интервал в таком Ethernet-пакете (при передаче в радиосегмент) будет соответствовать стандартному значению. К тому же Ethernet-пакет попадает не в разные участки пространства, а в строго заданную – ту, которую обслуживает та часть фазированной антенной решетки, куда он поступает с одного (или нескольких) выходов интерференционного разделителя. Подобный вариант показан на рисунке 3.15, где функция чирпа может быть представлена, например: $C(T) = C_1(T_0...T_1) + C_2(T_1...T_2) + C_3(T_2...T_3)$. В ситуации, когда оптические Ethernet-пакеты ограничены спектральным интервалом $\Delta\omega_{\max, VLAN1}$, формируемые на их основе радиосигналы пространственно ориентируются в сторону зоны, в которой расположены приёмные узлы соответствующей виртуальной сети VLAN1. При изменении положения абонентских устройств в пространстве перенастройка системы осуществляется за счёт изменения параметров чирпа, без необходимости выполнения операций конфигурирования сетевого оборудования. Это обеспечивает высокую адаптивность системы и её пригодность для использования в динамически изменяющихся условиях, например, в сетях с высокой мобильностью объектов.

В случае отсутствия чирпа у оптического сигнала (рис. 3.15) система функционирует в режиме широковещательной передачи. При этом сигнал равномерно распределяется по элементам антенной решётки, формируя излучение, охватывающее всю зону обслуживания. Предлагаемый сегмент RoF может использоваться как автономное решение, так и в качестве окончательного элемента сетей доступа, построенных по технологиям xPON или MAN[117] (рис. 3.17 и 3.18). Это делает его перспективным для применения в различных областях, включая интеллектуальные транспортные системы, инфраструктуру «умного города»[206], промышленные сети, а также системы связи с использованием беспилотных летательных аппаратов.

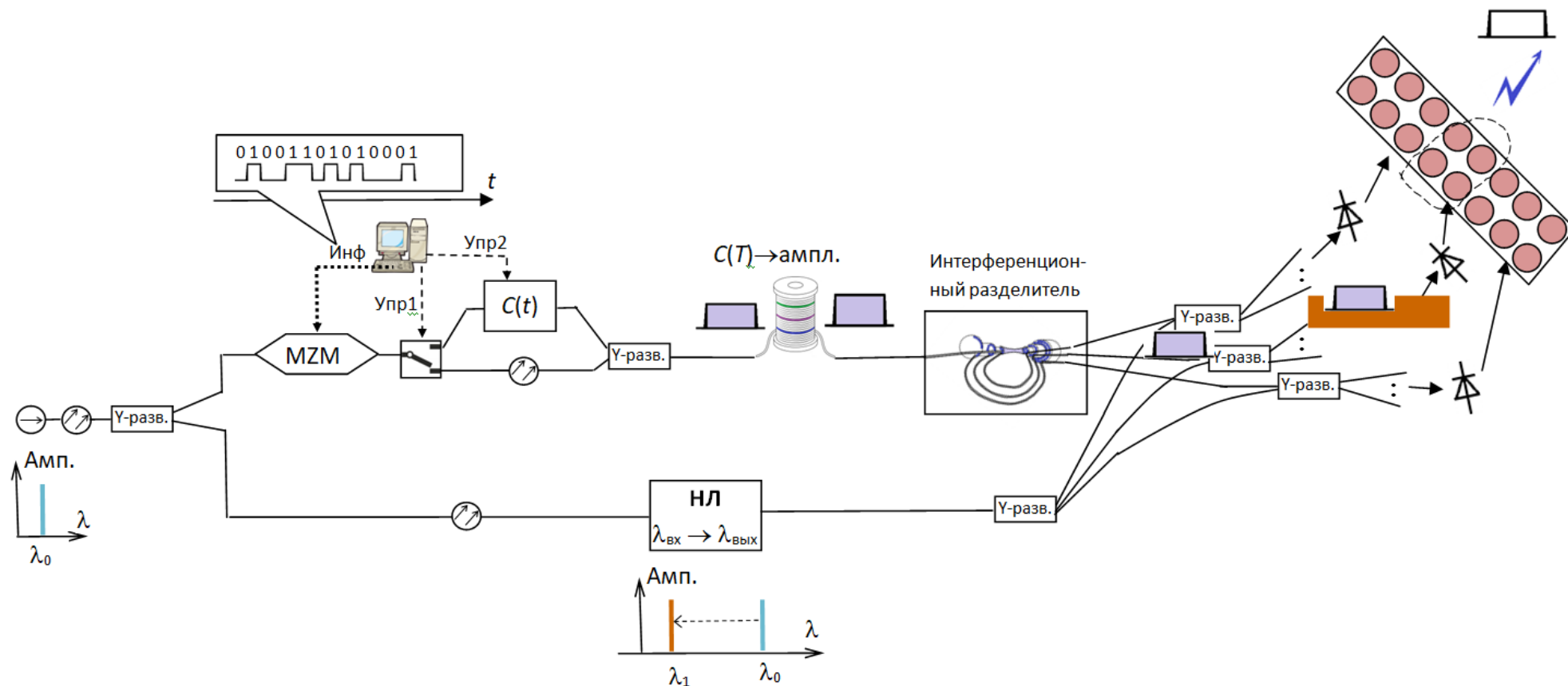


Рисунок 3.14 – Схема функциональная предложенного RoF-сегмента с ФИМД-элементом $C(t)$ [178, 179], преобразователем изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала, и интерференционным разделителем, работающие в режиме выключенного ФИМД-элемента, тем самым осуществляющего передачу вида «широковещательная связь»

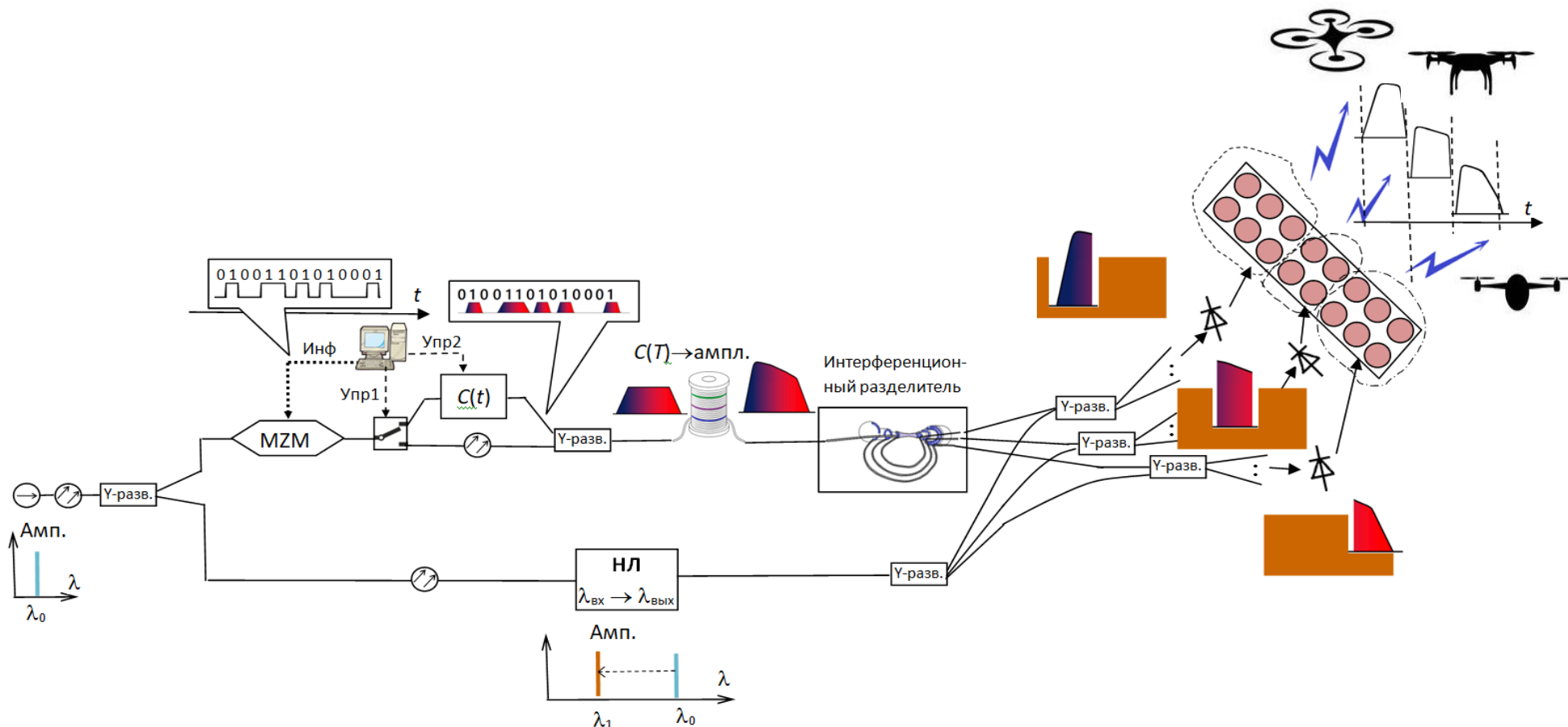


Рисунок 3.15 – Предложенный RoF-сегмент в режиме включенного ФИМД-элемента $C(t)$, тем самым осуществляющего передачу на радиоVLANы. Значительное изменение длины волны в пределах одного импульса показано иллюстративно; для функционирования технической системы предполагается, что длина волны практически не меняется на протяжении одной информационной единицы, например, одного пакета, а к следующему пакету может меняться почти скачкообразно, рисунок 3.16. Особый интерес метод представляет для управления БПЛА-коммутаторами в радиосегменте, т.е. так называемыми «летающими сетями» [207, 208]

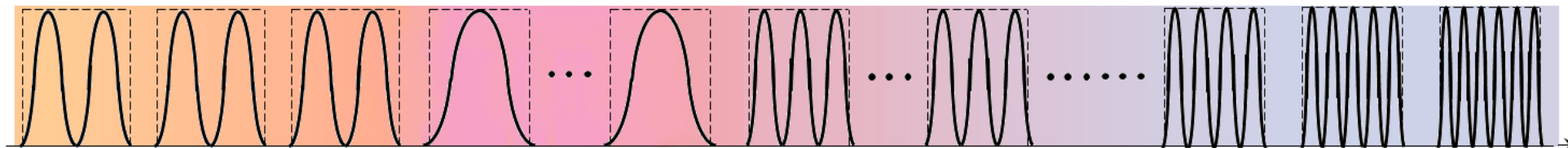


Рисунок 3.16 – Пример чирпированной импульсной последовательности, предназначенной для ее разделения по радиоVLANам

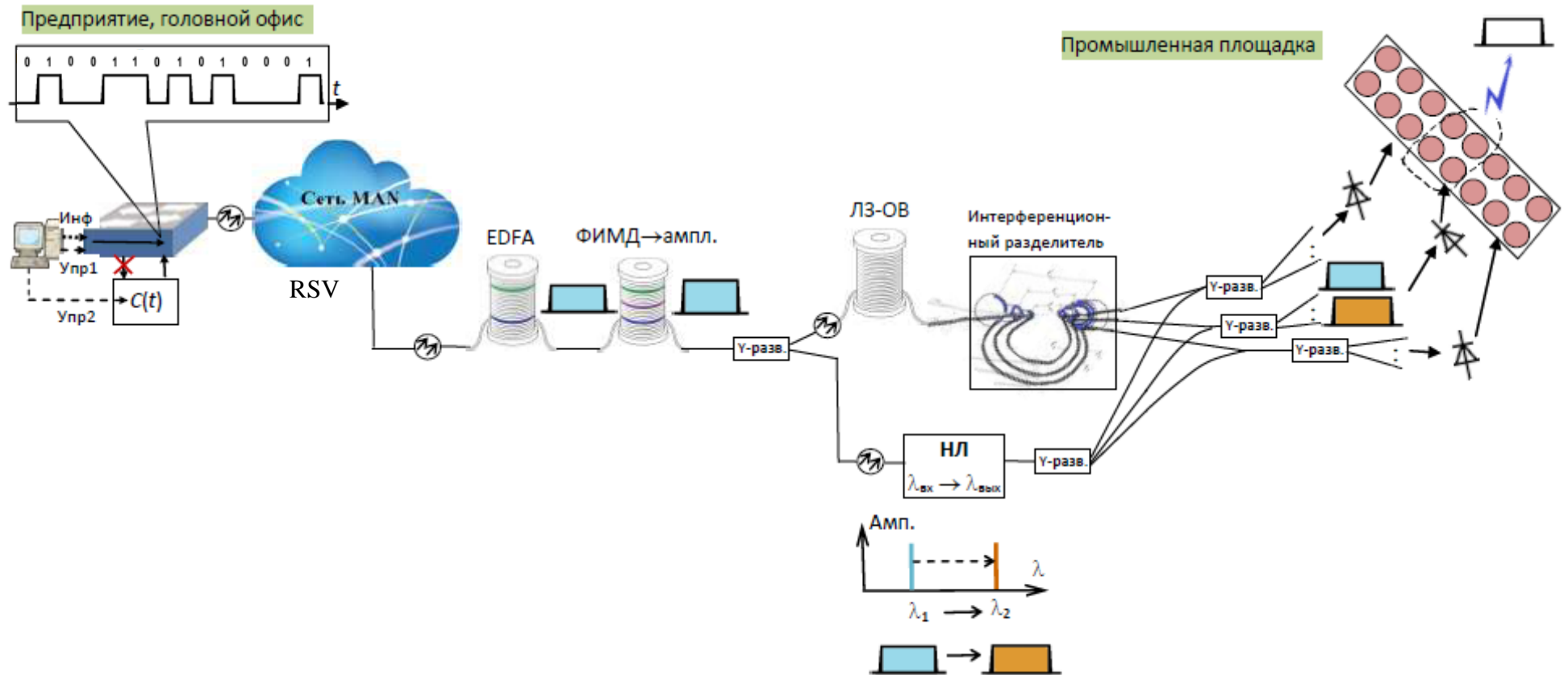


Рисунок 3.17 – Вариант разработанной схемы аналоговой волоконной линии, основанной на двух частотах и описанных ранее компонентах, для городской сети, и сигналами со сдвигом частоты. Если сдвига частоты нет, то прохождение импульсов не меняется; ЛЗ-ОВ – линия задержки, необязательный элемент

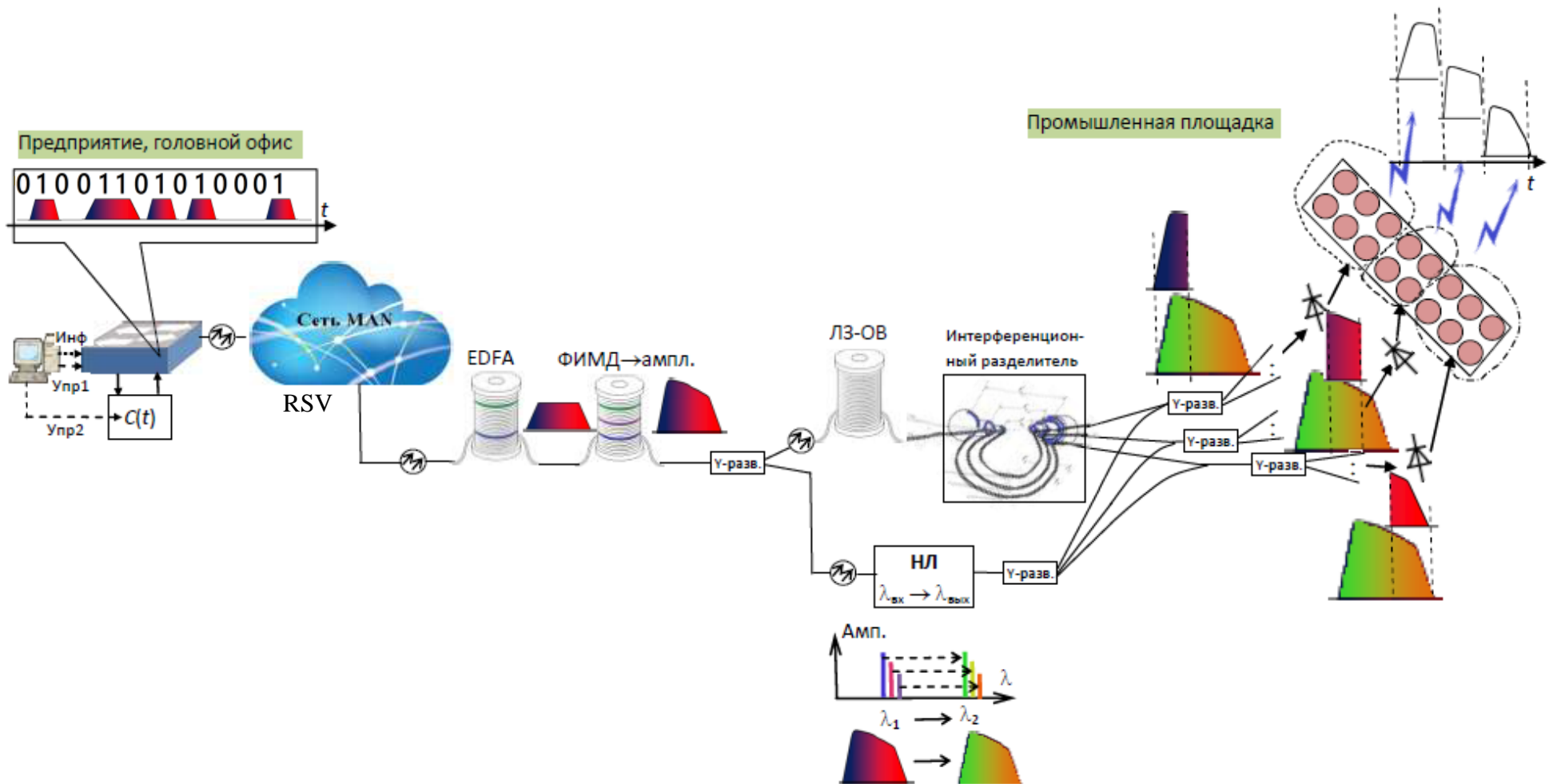


Рисунок 3.18 – Схема предложенного RoF-сегмента как сетевого окончания MAN(xPON): выполнение передачи по радиоVLANам; RSV – протокол, предпочтительный для передачи ФИМД-сигнала как наименее искажающий его (будет показано далее)

Традиционное (IEEE 802.1Q) и динамическое формирование VLANов, включая «протокол-VLANы» и «VLANы на пользователя» [209], обязательно требует дополнительного канала управления. А именно, управление VLAN (по IEEE 802.1Q) при удалённой настройке выполняется так:

1. Устанавливается канал управления (по протоколам SSH/Telnet, SNMP, либо веб - интерфейсу), которые, как следует отметить, работают в этом случае в *режиме, связанном с каналом* (connection-oriented) – что требует установки предварительного соединения⁵³ перед передачей данных – для передачи команд конфигурации (тип VLAN, назначение портов и пр.).

2. Выполняется отправка команд конфигурации через данный канал с последующим завершением сессии SYN flood, и только затем

3. Может выполняться тегирование трафика (коммутатор добавляет теги с VLAN ID к кадрам на trunk – портах), т.е. VLAN приступает к работе.

Операции по п.п. 1, 2, в зависимости от загрузки каналов и транзитного оборудования, могут выполняться за $\sim \tau_{з,1,изв} \cong$ десятки...сотни миллисекунд и даже дольше [95, 96]! По п. 3 операция тоже выполняется не мгновенно: для нахождения $\tau_{з,2,изв}$ следует умножить количество бит тега (от 4 до 8 в зависимости от типа протокола) плюс время на переключение коммутатора на длительность бита выбранного протокола (пусть – на $\sim 10^{-9}$ с, см. табл. 2.2) – это при отсутствии очередей на коммутаторе. Наличие последних, очевидно, затрудняет выполнение операции.

В предлагаемом методе с ФИМД-сигналами, если VLAN задается облучаемой областью пространства, то для передачи служебной информации не требуется привлекать стандартный ТС-ресурс. Это происходит благодаря тому, что ФИМД в ВОЛП сейчас не используется для передачи данных и не обрабатывается прием-

⁵³ Данный режим, безусловно, обладает определенными преимуществами: гарантирует доставку всех пакетов в правильном порядке; поддерживает интерактивные сессии (например, командную строку); восстанавливает потерянные пакеты, выполняет обмен ключами и аутентификацию; шифрование всего сеанса связи, но и имеет значительные недостатки. Это: высокая задержка из-за установки соединения, связанная с такими операциями, как синхронизация (SYN) и подтверждение синхронизации (SYN-ACK и затем SYN flood), а также - высокое потребление ресурсов: поддержка состояния соединения канала (буферы, таймеры, таблицы соединений); выделение памяти под буферизацию, отслеживание последовательности пакетов и подтверждений; управление потоком данных, что создаёт значительную нагрузку на транзитное оборудование. Справедливо сказать, что метод характеризуется низкой эффективностью для коротких транзакций. Кроме того, имеет место уязвимость к атакам типа DoS/DDoS (неустойчивость к инициированию множества SYN-запросов без завершения «рукопожатия» (SYN flood); занятие ресурсов сервера под полуоткрытые соединения; выход в отказ в обслуживании легитимных пользователей и пр.). Сюда же можно отнести: сложность восстановления после разрыва соединения; ограниченная масштабируемость; избыточность для ненадёжных сетей (с протоколами без ответа SYN flood); более сложный стек протоколов, чем для передачи, не связанной с каналом; фиксированный маршрут передачи, т.е. неустойчивость к несбалансированной передаче трафика, большие заголовки пакетов и т.д., что само по себе противоречит идеологии работы на высокоскоростных сегментах.

ником, т.е. все это происходит еще и скрытно. Если VLANы уже установлены (сформированы), то ФИМД-сигналы просто перенаправляются в заданные области пространства, можно сказать – за времена $\sim \tau_{з,1,нов} \leq 10^{-9}$ с, как это было показано выше. Если требуется перенастройка VLANов, то достаточно лишь изменить ФИМД (т.е. чирпирование), что выполняется оператором⁵⁴ в процессе переподключения компонента $C(t)$, рисунки 3.14, 3.15, 3.17 и 3.18, либо генерацией команды на перестройку его работы. Если, например, компонент $C(t)$ представляет собой нелинейное ОВ, как об этом упоминалось в разделе 2.1, рисунок 2.2, и изменение ФИМД может достигаться в результате изменения мощности оптического сигнала, то оператору достаточно сгенерировать команду на увеличение мощности последнего, с увеличением, например, тока накачки для питающего/подпитывающего бустера, что также может быть выполнено за времена $\sim \tau_{з,2,нов} \cong 10^{-9} \dots 10^{-8}$ с [210]. Отсюда видно, что предложенный метод обеспечивает значительное (на порядки!) сокращение задержек при работе с VLANами. На рисунке 3.19 схематично представлено соотношение задержек в первом и втором случаях, чем было сказано выше.



Рисунок 3.19 – Иллюстрация соотношения задержек в передаче для VLAN, организованных традиционным и предлагаемым методами. Видно, что итоговая задержка снижается более чем в 100 раз

Кроме того, в радиосегменте существенно упрощается аппаратная электронная часть оборудования за счет упрощения ряда операций сетевого уровня: не

⁵⁴ Здесь под оператором не обязательно понимается непосредственно человек. Это вполне может быть программное средство.

требуются протоколы канала управления, которым необходим значительный сетевой ресурс [209], и нет необходимости отдельно передавать команды конфигурации.

Дополнительно представляется возможным отказ от применения маршрутизатора⁵⁵ между VLANами. Такой подход исключает необходимость конфигурирования значительного числа VLAN-интерфейсов и обеспечивает более высокий уровень унификации настроек коммутаторов доступа, что является особенно актуальным для построения «летающих сетей», т.е. для БПЛА-коммутаторов.

Кроме того, установлено, что стандартное сетевое оборудование, соответствующее спецификациям IEEE 802.3u, IEEE 802.3ab и другим, при переключении между VLANами, в условиях несогласованной передачи либо потери части информационных единиц может уничтожать часть пакетов, интерпретируя их как некорректные с точки зрения протокольных требований. В рамках предлагаемого подхода обеспечивается передача всех пакетов независимо от используемого протокола передачи, что исключает необходимость анализа избыточного широковещательного трафика. В отличие от существующих решений, основанных на динамических VLAN [209], где доставка первого пакета к конечному устройству может быть затруднена вследствие необходимости предварительного изучения коммутатором MAC-адреса, в предлагаемом методе данное ограничение отсутствует. Упрощение аппаратной части обработки сигналов, приводит к снижению массогабаритных характеристик оборудования и повышению его энергетической эффективности. Данный фактор приобретает особую значимость в радиосегментах сети с высокой подвижностью абонентских устройств, например при функционировании роев беспилотных летательных аппаратов. Если считать, что сегмент обслуживает БПЛА-коммутаторы («летающие сети»).

Перечисленные здесь факторы, способствующие увеличению задержек передачи в традиционных сетях с VLANами, приводят еще и к нестабильности процесса передачи – фактически к блужданию реальной битовой скорости в канале. В исследовании [211] проводился анализ скорости обмена информацией между двумя рабочими станциями, соединёнными напрямую с портами маршрутизатора, где были заранее настроены VLAN, без участия промежуточных коммутаторов. Тестирование осуществлялось с использованием утилиты NetIQ Chariot (см.

⁵⁵ Такой маршрутизатор может представлять интерес, если радиосегмент обслуживает рой(рои) БПЛА, который можно рассматривать как летающую MESH-сеть, по IEEE 802.11s.. При этом обслуживаемые БПЛА могут быть из различных групп, т.е. выполнять совершенно различные функции, требующие различных VLANов.

рис. 3.20). Когда оба узла находились в одной VLAN, средняя скорость передачи оказалась значительно ниже номинальной и составила 1,75 Гбит/с вместо 2,5 Гбит/с. При этом минимальные и максимальные значения скорости достигали 1,2 и 2,3 Гбит/с соответственно, что указывает на падение производительности сети примерно на 25 % (рис. 3.20а).

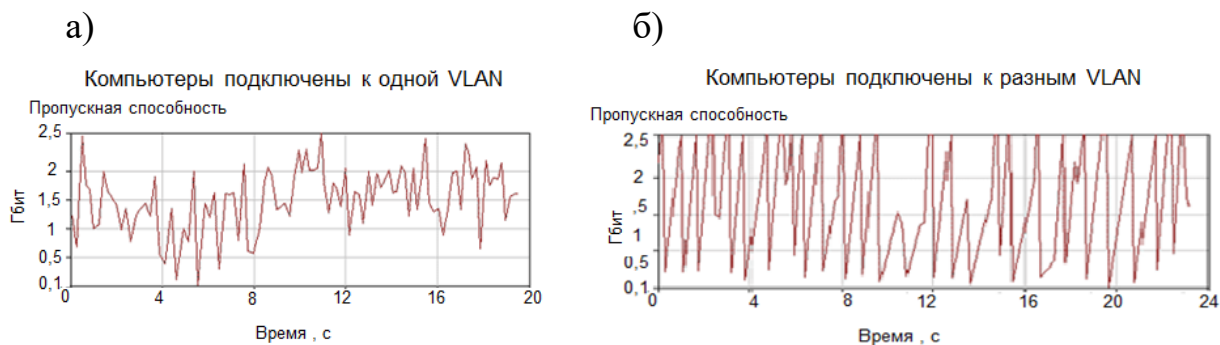


Рисунок 3.20 – Сравнение результатов тестирования участников сети с VLAN: а) узлы в одной VLAN; б) рабочие станции в разных VLAN [211]

Исследование аналогичного сегмента с двумя выделенными подсетями, при котором обмен данными осуществлялся между узлами разных подсетей через порты маршрутизатора, продемонстрировало сопоставимые результаты по снижению пропускной способности. Дополнительно наблюдались резкие и периодические колебания скорости передачи с периодичностью около одной секунды, что накладывалось на общее уменьшение показателей. Средняя скорость при этом составляла менее 1,6 Гбит/с, минимальная достигала около 0,9 Гбит/с, а максимальная – 2,4 Гбит/с (рис. 3.20 б). На основании этих данных можно сделать вывод, что применение классических VLAN сопровождается как уменьшением стабильной пропускной способности, так и увеличением вариативности передачи данных, что подтверждается результатами работ [212, 213]. Поскольку VLAN часто внедряются для повышения уровня безопасности сети, возникает неизбежный компромисс между показателями производительности и защитой информации. В системах с использованием, например, динамических объектов такой компромисс может иметь критическое значение.

Предлагаемый метод передачи данных исключает использование тегов VLAN внутри пакета, что открывает возможности как для повышения эффективной пропускной способности канала, так и для сокращения длины кадра при отсутствии необходимости увеличения ёмкости сети. Уменьшение размера кадра

сокращает время доставки пакета в разветвлённой сети (τ), поскольку более короткие пакеты обрабатываются быстрее и требуют меньше ресурсов маршрутизаторов и коммутаторов. В результате сокращаются очереди на портах оборудования, снижается общая задержка передачи данных и повышается надёжность маршрутизации (см. рис. 3.21). Кроме того, уменьшение длины пакета снижает вероятность возникновения ошибок при маршрутизации [214]. Все эти изменения способствуют повышению энергетической эффективности работы летающих коммутаторов, таких как БПЛА, обеспечивая более стабильное и экономичное функционирование сети.

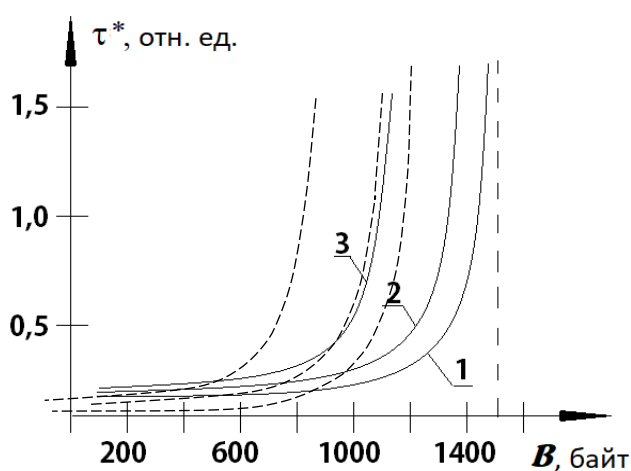


Рисунок 3.21 – Исследование нормированного времени доставки пакетов в сложной сетевой топологии $\tau^* = \tau / \tau_0$ с использованием компьютерного моделирования относительно протокольного времени ожидания (τ_0)

1 – 10 транзитных узлов, 2 – 25 и 3 – 70

Представленные зависимости получены с учётом исключительно сокращения длины кадра, без учёта методологии управления ФИМД-сегментом (рис. 3.19). Расчёты выполнены по методике [215] в зависимости от длины сообщения B (в байтах) для различного числа транзитных узлов с использованием алгоритма Полячека – Хинчина [216]. Предполагалось, что система передачи описывается моделью массового обслуживания типа М/М/1. Сплошная кривая соответствует существующему и пунктирная – предлагаемому случаям (отсутствует тег). Вертикальная асимптота отражает предельное среднее значение длины кадра, характерное для большинства современных протоколов Ethernet.

Дополнительно следует отметить, что применение чирпирования в оптическом сигнале для передачи служебной информации способствует повышению защищённости сегмента связи. Это обусловлено как отсутствием широко распространённых средств детектирования чирпированных сигналов, так и их физическими свойствами. Корректная передача ФИМД-сигнала без искажений возможна только при априорно известных параметрах сегмента (длина оптического волокна, потери и др.) [17], что требует предварительного предыскажения сигнала на передающей стороне. Несанкционированное подключение к волоконно-оптическому сегменту, даже при гипотетическом наличии у злоумышленника специализированного оборудования, неизбежно приводит к изменению его физических характеристик и, как следствие, к искажению принимаемого чирп-сигнала. Данное обстоятельство обеспечивает возможность обнаружения несанкционированного вмешательства

Также следует учитывать, что одной из проблем традиционных VLAN является недостаточная проработанность механизмов предоставления услуг между различными VLAN (широковещательными доменами) [217]. В предлагаемом методе данное ограничение отсутствует, поскольку передача сервисных данных может осуществляться в режиме без использования чирпирования.

В предлагаемой методике организация подсетей осуществляется на физическом уровне посредством интеграции чирпа оптического импульса непосредственно в структуру передаваемого пакета. Этот сигнал выполняет функцию маркера, позволяющего определить принадлежность конкретного кадра к определённой логической группе, аналогичной традиционной VLAN, без необходимости использования стандартных тегов в заголовках. Фильтрация и первичная проверка пакетов производятся ещё до обработки их заголовочной информации, что обеспечивает значительное сокращение времени обработки и снижает нагрузку на вычислительные ресурсы коммутаторов. Такой подход позволяет ускорить прохождение данных через сетевое оборудование и уменьшить вероятность возникновения задержек, характерных для стандартных методов VLAN-фильтрации. В сценариях с применением БПЛА-коммутаторов в рассматриваемом RoF-сегменте формирование служебной информации о принадлежности к VLAN выполняется на наземной части сети, в волоконно-оптическом участке. Это позволяет практически исключить влияние традиционных VLAN-механизмов на процесс передачи сигналов, поддерживая высокую пропускную способность канала и предотвращая

деградацию производительности сети даже при интенсивном обмене данными. Таким образом, предложенный подход сочетает идентификацию логических групп на физическом уровне с оптимизацией обработки кадров, что создаёт возможности для повышения стабильности и эффективности функционирования распределённых сетей, включая системы с летающими коммутаторами.

3.5. Метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала на базе эрбиевого ВОУ

В предложенном методе управления радиоVLANами – с применением ФИМД-сигналов, ключевым элементом выступает преобразователь изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала. На сегодняшний день ни на телекоммуникационном рынке, ни в открытой литературе не представлено готового (в явном виде) решения, выполняющего такую функцию. В связи с этим рассматривается возможность создания подобного преобразователя на основе эрбиевого волоконно-оптического усилителя типа EDFA.

В наиболее общем виде такое преобразование может быть реализовано с помощью любого устройства, обладающего спектральной избирательностью. Однако при практической реализации данного подхода необходимо учитывать ряд существенных факторов, накладывающих ограничения на выбор конкретного решения. Прежде всего, диапазон изменения длины волны $\Delta\lambda$ обусловленный параметрами ФИМД-сигнала, должен быть ограничен малыми значениями. Это связано с тем, что даже незначительное расширение спектра может привести к нежелательному взаимодействию с соседними каналами в системах спектрального мультимедиа (xWDM), что в свою очередь ухудшает селективность передачи. Кроме того, применение оптических структур, основанных на многократном прохождении сигнала (например, интерференционных схем с множественными отражениями), не является предпочтительным. Подобные устройства, как правило, вносят дополнительные фазовые и амплитудные искажения ФИМД-параметра⁵⁶, возникающие вследствие интерференционных эффектов. В результате это может приводить к нарушению как временной структуры импульса, так и параметров, определяющих

⁵⁶ В многопроходных устройствах каждая спектральная составляющая может проходить различный путь и, тем самым, приобретать индивидуальный фазовый набег, к тому же имеет место обращение фронта, что может оказаться не желательным в решаемой задаче.

закон изменения его частоты [218, 219]. С учётом указанных ограничений целесообразно ориентироваться на использование активных волоконных сред, способных обеспечивать управляемое усиление сигнала в зависимости от его спектрального положения. В качестве такого элемента может быть рассмотрен волоконно-оптический усилитель на основе редкоземельного легирования, в частности эрбиевый усилитель (EDFA), для которого характерна выраженная спектральная зависимость коэффициента усиления (см. рис. 3.22).

Тем не менее, применение стандартных реализаций EDFA в рамках данной задачи сопряжено с рядом трудностей. Это обусловлено тем, что при их разработке основной задачей являлось обеспечение максимально равномерного усиления в пределах рабочих телекоммуникационных диапазонов (S, C и C+L). В результате формируется так называемое «широкое плато» (или еще называют «полка») усиления, минимизирующее спектральную зависимость выходного сигнала [173].

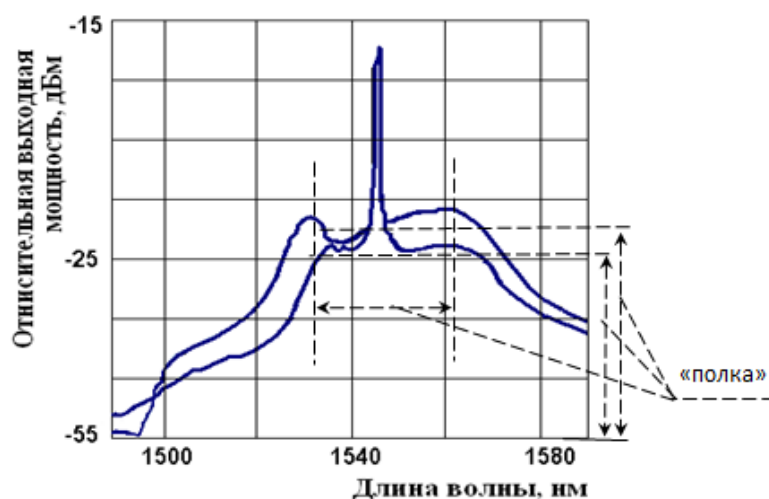


Рисунок 3.22 – Спектр легированного эрбием волоконного усилителя – в случае наличия сигнала (остроконечный пик) и при его отсутствии [5]

Дополнительной особенностью таких усилителей является зависимость уровня усиления от входной мощности, которая проявляется даже при наличии одного спектрального компонента. Это приводит к тому, что при малых значениях спектрального отклонения ($\Delta\lambda_{\max} \leq 0,005$ нм) влияние изменения длины волны на амплитуду выходного сигнала оказывается крайне незначительным. Фактически в этих условиях амплитуда определяется преимущественно уровнем входной мощности, а не текущим значением длины волны.

Таким образом, при использовании типовых EDFA реализовать эффективное преобразование изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала затруднительно, поскольку чувствительность усилителя к малым спектральным изменениям оказывается недостаточной для формирования заметного амплитудного отклика.

С учётом представленных особенностей возникает необходимость в определении совокупности параметров, характеризующих волоконно-оптический усилитель и определяющих возможность его применения в качестве устройства преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала. При этом предполагается, что активная среда такого усилителя формируется на основе кварцевого волокна, легированного ионами эрбия.

Решение данной задачи требует одновременного выполнения нескольких условий, имеющих принципиальное значение. Прежде всего необходимо обеспечить стабильность уровня усиления в области так называемого плато, то есть минимизировать его смещение при изменении входного сигнала – как при наличии импульса, так и при его отсутствии. Данное требование связано с необходимостью исключения влияния амплитудных флуктуаций на процесс преобразования. Кроме того, требуется определить такие параметры усилителя, при которых даже незначительные изменения длины волны входного сигнала ($\Delta\lambda_{\max} \leq 0,005$ нм), обусловленные ФИМД, приводили бы к формированию отчётливо различимого изменения амплитуды на выходе. При этом уровень вариаций должен находиться в диапазоне, уверенно фиксируемом современными средствами измерения и регистрации оптических сигналов. Дополнительно необходимо проанализировать влияние факторов, способных нарушать стабильность работы системы. К числу таких факторов относятся температурные изменения параметров активной среды, а также наличие шумовой составляющей, обусловленной усиленным спонтанным излучением (ASE). Их воздействие может приводить к ухудшению точности преобразования и снижению воспроизводимости результатов.

В качестве одного из возможных подходов к решению первой из указанных задач предлагается фиксировать рабочую длину волны не произвольно в пределах стандартного телекоммуникационного диапазона, а выбрать её равной $\lambda_0=1535$ нм, рассматривая вариации сигнала относительно данного значения. Согласно данным [173, 220], вблизи этой длины волны спектральная характеристика усиления активной среды близка к спектру сечения вынужденного излучения при уровне

мощности накачки порядка $P_{980}=100$ мВт. Это означает, что при умеренном изменении мощности входного сигнала коэффициент усиления изменяется незначительно, что обеспечивает стабильность положения усилительной характеристики. Подобное поведение особенно выражено в волокнах с добавлением фтора и совместным легированием эрбием и иттербием [221]. В таких условиях включение сигнала практически не приводит к заметному смещению уровня усиления, что является критически важным для корректной работы преобразователя.

В то же время следует отметить, что для стандартных реализаций EDFA в данной спектральной области характерна относительно плоская форма усилительной характеристики. Однако в рамках рассматриваемой задачи требуется иное поведение – наличие выраженного наклона. Это обусловлено необходимостью обеспечения чувствительности усилителя к малым изменениям длины волны, что является ключевым условием эффективного преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала.

Для дальнейшего анализа целесообразно обратиться к стационарной модели эрбиевого волоконно-оптического усилителя, позволяющей описать зависимость выходной мощности сигнала P_s от параметров активной среды, уровня накачки P_{980} и мощности шумовой составляющей ASE [222]:

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{12}(z) = \frac{\alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta)}{h\nu_0 \varepsilon} \cdot P_s(\lambda, z) + \frac{[P_{ASE}^-(\lambda, z) + P_{ASE}^+(\lambda, z)]}{h\nu_0 \varepsilon} \cdot \alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta), \\ W_{21}(z) = \frac{g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta)}{h\nu_0 \varepsilon} \cdot P_s(\lambda, z) + \frac{[P_{ASE}^-(\lambda, z) + P_{ASE}^+(\lambda, z)]}{h\nu_0 \varepsilon} \cdot g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta), \quad \varepsilon = \frac{\pi b_{eff}^2 N}{A_0 z \tau}, \\ R_{12}(z) = \frac{\alpha_{12}(\lambda_{980}, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta)}{h\nu_{980} \varepsilon} \cdot P_{980}(\lambda, z), \quad N_1(z) = 1 - N_2(z), \\ N_2(z) = \frac{W_{12} + R_{12}}{W_{12} + R_{12} + W_{21} + \frac{1}{\tau \cdot \Delta \nu}}, \text{ и} \end{array} \right. \quad (3.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP_{980}(z)}{dz} = -\alpha_{12}(\lambda_{980}, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) \cdot N_1 \cdot P_{980}(z) - \hat{\alpha} \cdot P_{980}(z), \\ \frac{dP_{ASE}^{\pm}(z)}{dz} = \pm P_{ASE}^{\pm}(z) \cdot \left[g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) \cdot N_2(z) - \alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) \cdot N_1(z) \right] \pm \\ \pm 2g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) \cdot N_2(z) \cdot h\nu_{980} \Delta \nu \mp \hat{\alpha}(\lambda) P_{ASE}^{\pm}(z) \\ \frac{dP_s(\lambda, z)}{dz} = P_s(\lambda, z) \cdot \left[g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) \cdot N_2(z) - \alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) \cdot N_1(z) - \hat{\alpha}(\lambda) \right]. \end{array} \right. \quad (3.9)$$

В (3.8) и (3.9) используются следующие обозначения: состояние активной среды описывается относительными концентрациями ионов эрбия на нижнем и верхнем энергетических уровнях $N_1(z)$ и $N_2(z)$; N – общая концентрация ионов эрбия; координата z – задаёт положение вдоль активного волокна; $R_{12}(z)$, $W_{12}(z)$ и $W_{21}(z)$ – переходы между уровнями, обусловленные взаимодействием с излучением накачки, полезного сигнала и шумом ASE; ε – параметр насыщения; $\alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta)$ и $g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta)$ – параметры, характеризующие свойства положительного и отрицательного пропускания среды, которые определяются $\langle N_{2,0} \rangle$, связанным с энергией, содержащейся в среде. Эти параметры зависят от $P_{980,0}$ и Θ (характеризует температурные свойства):

$$\begin{aligned} \alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) &= \alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \infty) \cdot \exp\left[\frac{v_{12}(\lambda)}{K\Theta}\right]; \quad g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \Theta) = \\ &= g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \infty) \times \exp\left[\frac{v_{21}(\lambda)}{K\Theta}\right]; \quad \alpha_{12}(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \infty), \quad v_{12}(\lambda), \quad g_{21}^*(\lambda, \langle N_{2,0} \rangle, \infty), \quad v_{21}(\lambda) - \end{aligned}$$

коэффициенты, задаваемые по известным зависимостям перечисленных функций; K – константа. Звездочка используется для разграничения отсутствия переходных процессов в световоде. Параметр b_{eff} – характеризует область легирования, A_0 – светлая площадь, мощности излучений обозначены через P с соответствующими индексами; поглощение учитывается через $\hat{\alpha}$, временной параметр – τ для легирующего атома (ур. 2), ширина полосы $\Delta\nu$. Когда движение сигнала имеет место вперед и назад, используется знак \pm . Считаем, что накачка и сигнал идут совместно и в одном направлении.

Используя соотношения (3.8) и (3.9), было проведено моделирование, состоящее из двух последовательных этапов. На первом этапе исследовалось влияние температуры Θ на ключевые параметры эрбиевой активной среды, включая уровни населённости N_1 , N_2 , коэффициент α_{12} и другие показатели, а также на значение выходной мощности P_s при $z = L$. Анализ показал, что температура оказывает заметное влияние на характеристики среды, что делает её учёт необходимым для точного последующего моделирования. На втором этапе осуществлялось систематическое изменение параметров активной среды, мощности накачки P_{980} и длины волоконно-оптического усилителя L с целью оптимизации крутизны усилительной характеристики при длине волны $\lambda_0 = 1535$ нм, при этом удерживая

усиление выше среднего уровня. Такой подход позволял определить наиболее выгодную рабочую точку ВОУ, которая могла быть использована как отправная для построения преобразователя изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала.

Расчёты выполнялись в среде Maple 12⁵⁷. Для моделирования исходные характеристики эрбиевой среды были заимствованы из работы [221] (см. рис. 3.23), а для учёта влияния температуры θ использовались данные из источников [222–224]. Полученные результаты показали, что при изменении температуры до 200К отклонения параметров ВОУ оставались в пределах 1%, что позволило в дальнейшем не включать температурный фактор в модель.

На следующем этапе анализировалась форма усилительной характеристики $G(\lambda)$, рассматриваемая как интегральный показатель работы волоконно-оптического усилителя. Предлагалось определять этот параметр с использованием выражения, применимого для работы усилителя в ненасыщенном режиме:

$$\left\langle \frac{dP_s(z, \lambda)}{dz} \right\rangle_{0 \leq z \leq L} = P_s(z=0, \lambda) \cdot G(\lambda). \quad (3.10)$$

Параметр G вычисляется по формуле (3.10) после определения выходной мощности P_s , которая получается решением системы уравнений (3.8) и (3.9). Для расчетов было принято исходное значение $P_{s,0} = 1$ мВт. Значение $P_{ASE,0}$ формировалось с опорой на данные работы [221] и корректировалось в зависимости от мощности накачки $P_{980,0}$.

Поскольку величина $P_{980,0}$ напрямую влияет на коэффициенты, входящие в уравнения (3.8) и (3.9), вычисления выполнялись поэтапно: сначала задавалась входная мощность $P_{980,0}$, затем, используя исходные параметры из [221], рассчитывались коэффициенты для последующего решения в (3.8) и (3.9); затем решалась система уравнений, находилась $P_s(z)$ и, наконец, определялся G из (3.10). В качестве начального значения накачки принято стандартное $P_{980,0} = 100$ мВт.

⁵⁷ Данный симулятор предоставляется после регистрации студентам и аспирантам в режиме демонстрационной версии бесплатно сроком на 4 недели; <http://www.maplesoft.com/>

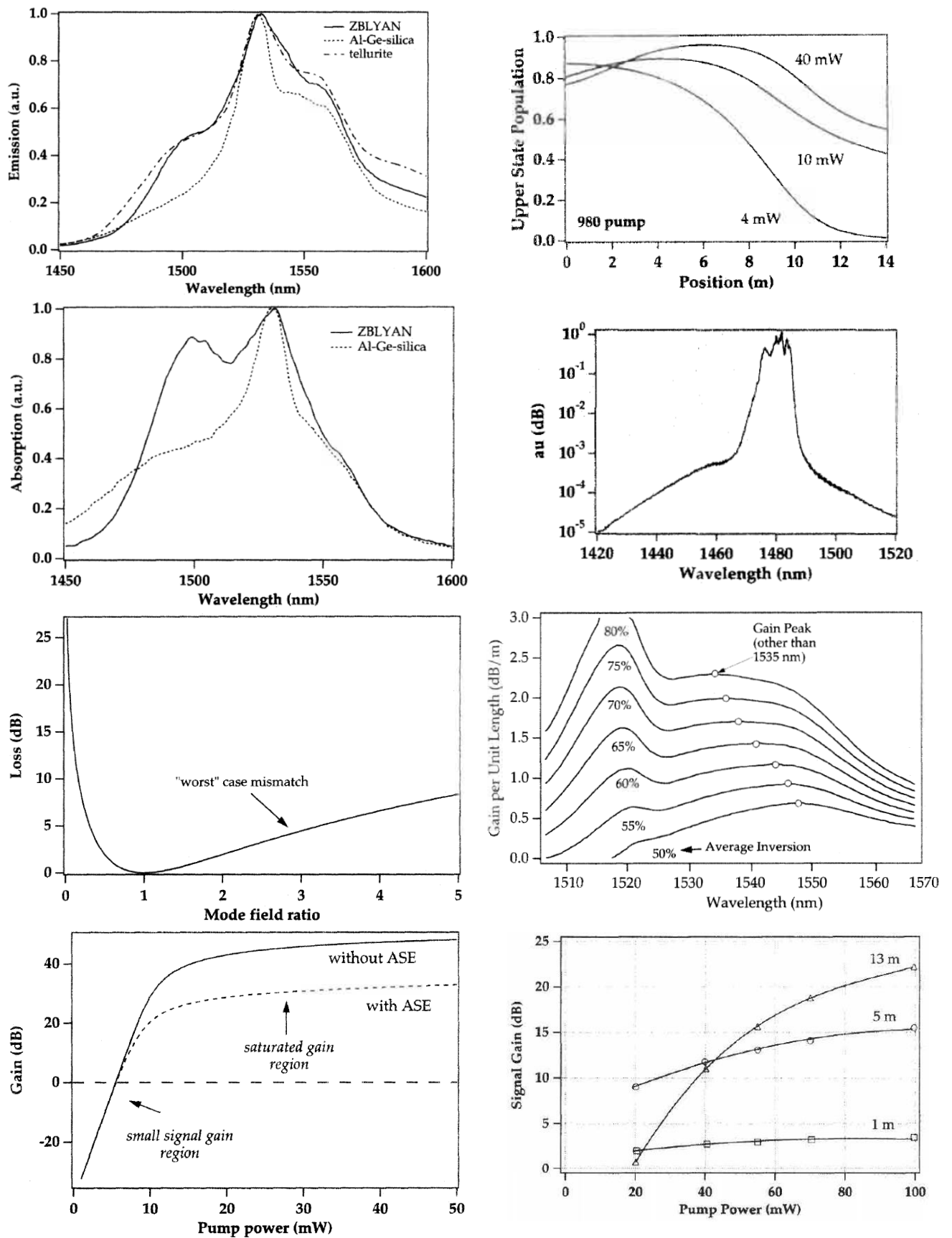


Рисунок 3.23 – Параметры эрбиевых оптических волокон, взяты из [221]

Результаты исследования показали, что спектральная характеристика $G(\lambda)$ в первую очередь определяется величиной $\langle N_2 \rangle$, которая зависит от мощности накачки. При $\langle N_2 \rangle \cong 0,4$ участок усиления максимально широкий. С уменьшением $\langle N_2 \rangle$ до 0,3 и ниже максимум смещается к длинноволновой области (~ 1550 нм, см. рис.3.24), «полка» сужается, а амплитуда падает, что требует увеличения мощности накачки или длины L для сохранения усиления. При повышении $\langle N_2 \rangle$ выше 0,5 максимум смещается к коротковолновому диапазону, а крутизна кривой в целевой области значительно возрастает. Влияние на $\langle N_2 \rangle$ определяется соотношением b_{eff}^2/A_0 . Наиболее оптимальный случай, то есть $\langle N_2 \rangle = 0,65$, достигается при $b_{eff}^2/A_0 = 8 \cdot 10^{-7}$ м [225, 226].

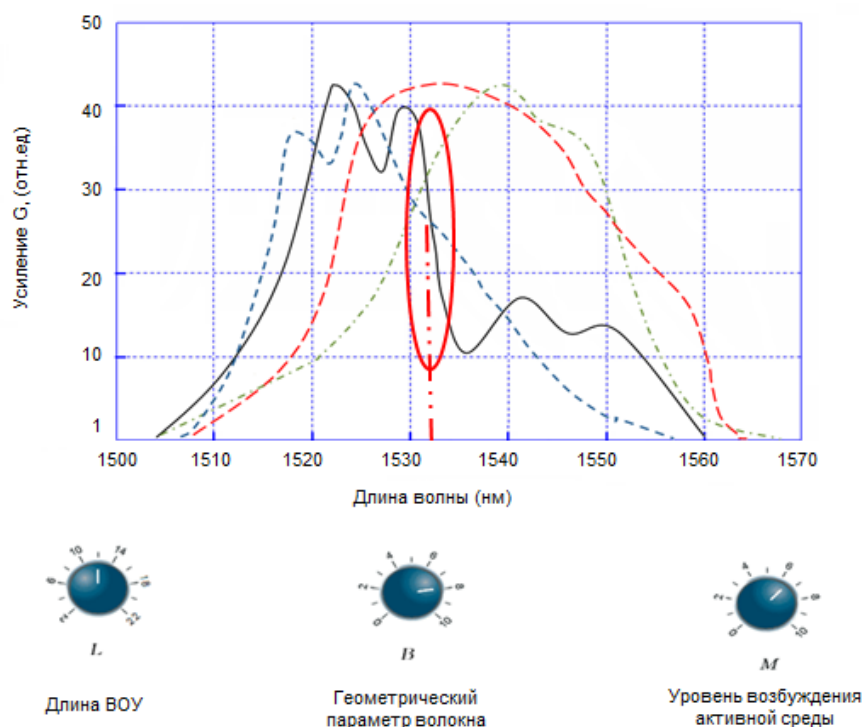


Рисунок 3.24 – Иллюстрация смоделированных кривых, определяющих усилительные характеристики оптоволокон, легированных эрбием. Кривые получены для разных параметров. В качестве итога выбрана сплошная кривая, на ней обведена наиболее подходящая область. Здесь обозначено: $B = \frac{b_{eff}^2}{A_0} \times 10^7$, $M = 10\langle N_2 \rangle$. Колоколообразная линия построена для $\langle N_2 \rangle = 0,4$, длина оптоволоконна 15 метров

Таким образом, положение, наклон и «полки» ширина усилительной характеристики задаются параметрами ВОУ, включая его длину и уровень накачки, ко-

торый также определяет рабочую длину волны λ_0 . Коэффициент усиления G сильно меняется в зависимости от положения максимума усиления: вблизи минимума даже высокая накачка не обеспечивает значительного усиления. Расположение пологого участка так же влияет на G [225, 226].

Для оптимальной работы выбраны значения: $\lambda_0 = 1532$ нм, $\langle N_2 \rangle = 0,65$, $P_{980,0} = 110$ мВт (в пределах допустимых стандартов [221, 227]), $L = 12$ м, $b_{eff}^2 / A_0 = 8 \times 10^{-7}$ м.

Оценка изменения амплитуды ΔP при смещении chirпированного сигнала на $\Delta \lambda_{max} = 0,004 \dots 0,005$ нм по статической модели (3.8), (3.9) была признана недостаточной, так как она (вероятнее всего) описывает медленно меняющийся сигнал P_s , тогда как импульсные процессы происходят быстрее ($\tau \approx 10^{-9}$ с [221]⁵⁸). Для корректного анализа применялся симулятор EDFA (GainMaster FiberCore⁵⁹), в который так же включались динамические параметры усилителя, в том числе $\langle N_2 \rangle$ [226], что позволило адекватно смоделировать прохождение сигналов через ВОУ.

$$\frac{dN_2(z = z_\zeta, t)}{dt} = P_s(\lambda, z = z_\zeta, t) \cdot \left[1 - \exp(B_s(\lambda) \cdot N_2(z = z_\zeta, t) - S_s(\lambda)) \right] + P_{980}(z = z_\zeta) [1 - \exp(B_{980} \cdot N_2 - S_{980})] - \frac{N_2(z = z_\zeta, t)}{\tau}, \quad (3.11)$$

Здесь за ζ – принят шаг по координате z , при котором каждая точка ВОУ рассчитывается отдельно [226], параметры B_{980} , S_{980} , $B_s(\lambda)$ и $S_s(\lambda)$ – отражают физические динамические свойства усилителя.

Целью моделирования было воспроизвести кривую усиления, аналогичную рисунку 3.24, с учётом временных изменений $\langle N_2 \rangle$. Для этого использовалась система уравнений (3.9) вместе с соотношениями $N_1(z) = 1 - N_2(z)$ и (3.10), а так же с уравнением (3.11), позволяющими определить коэффициенты B_{980} , S_{980} , $B_s(\lambda)$ и $S_s(\lambda)$ для конкретного режима работы. Коэффициент g_{21}^* из (3.9) пересчитывался индивидуально для каждого $\langle N_2 \rangle$ (в виде $g_{21}(\lambda, \langle N_2 \rangle)$) с использованием таблиц

⁵⁸ Вообще говоря, согласно указанному источнику информации, значение $\tau \geq 10^{-9}$ с, и должен выбираться порядка 10^{-8} с.

⁵⁹ Указанный симулятор распространяется бесплатно после регистрации на сайте <https://www.fibercore.com/product/gainmaster-simulation-tool>

из [221]. Структура расчётов представлена на рисунке 3.25, учитывающем параметры EDFA из источников [221 – 226], а алгоритм вычислений – на рисунке 3.26.

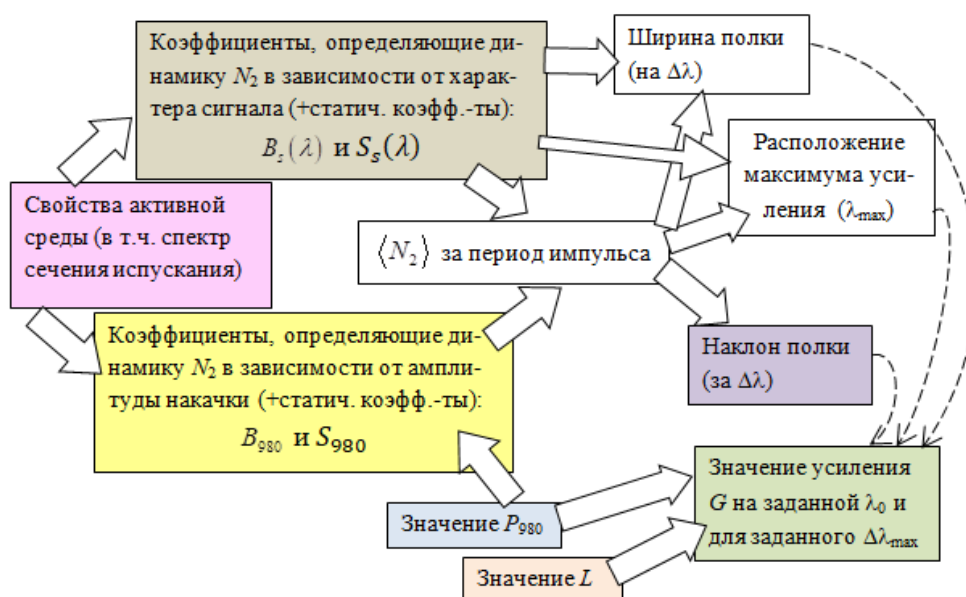


Рисунок 3.25 – Схематическая взаимосвязь параметров ВОУ в рассматриваемой задаче, используемая при вычислениях

После подстройки параметров под $G(\lambda)$, соответствующие сплошной кривой рисунка 3.24, для $\lambda = 1532$ нм были получены следующие значения: $B_s(\lambda) \cong 4,581$, $B_{980} \cong 2,854$, $S_{\text{СИГН}}(\lambda) \cong 1,45$, и $S_{980} \cong 0,274$. Далее эти характеристики ВОУ и параметры сигнала⁶⁰ (такие как λ_0 , $P_{s,0}$, T_0 – значение длительности импульса) использовались в симуляторе Gain Master Fiber Core для моделирования прохождения сигналов. На рисунке 3.27 показаны изменения уровня сигнала⁶¹ при $\Delta\lambda$, актуальном для преобразователя изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала (рис. 3.27а), а также уровень шума ASE для усилителя с заданной накачкой. По результатам моделирования предложенный преобразователь демонстрирует корректное преобразование в выбранном диапазоне параметров:

$$\Delta P_s \cong 2,275 \times 10^{-4} \text{ [Вт/нм]} \times \Delta\lambda \quad (3.12)$$

⁶⁰ Параметр $\Delta\lambda_{max}$, свойственный рассматриваемому ФИМД-сигналу непосредственно задействовать для расчетов на симуляторе не удалось. Поэтому использовалось (по оси абсцисс) не значение длины волны излучения λ , как на рисунке 3.24, а величину ее изменения, что позволял данный Gain Master Fiber Core.

⁶¹ Скачкообразное изменение графика связано, видимо, с неточностью счета программы.



Рисунок 3.26 – Разработанный алгоритм расчета и подстройки параметров ВОУ

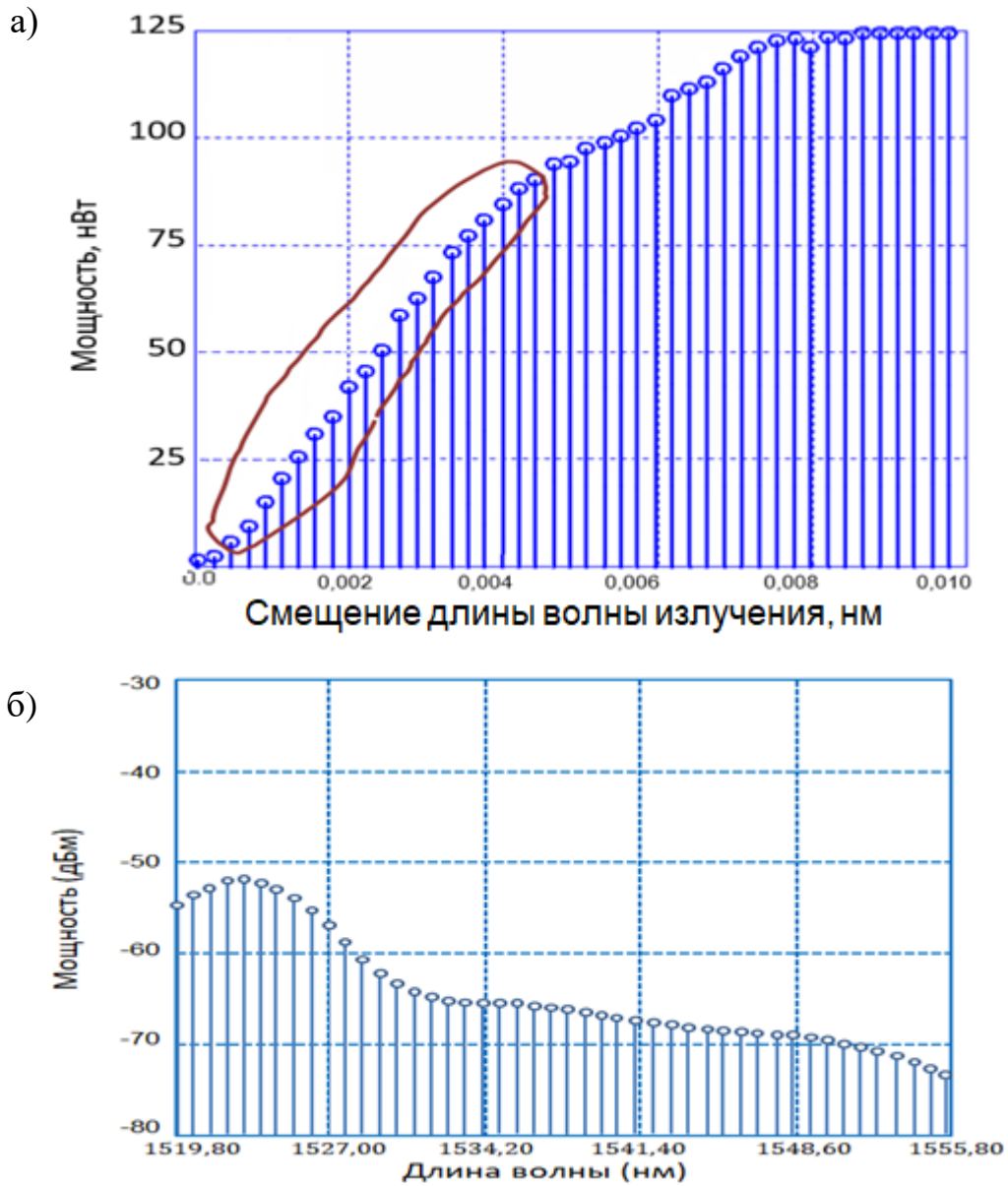


Рисунок 3.27 – Результаты симуляции: а) изменение сигнала (кривой очерчена рабочая область); б) величина шума ASE для эрбиевого ВОУ с параметрами, полученными в вычислениях для преобразователя изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала

3.6. Выводы к главе III

1. В ходе исследования был проведён детальный анализ характеристик классического RoF-сегмента, реализованного на базе двух независимых лазерных источников. Для оценки параметров распространяющегося оптического сигнала разработана модель, позволяющая количественно описывать его поведение в ли-

нии передачи. Полученные результаты показали, что при отсутствии ФИМД-сигнала рассматриваемая схема обеспечивает формирование радиочастотных колебаний в диапазоне нескольких гигагерц. Однако увеличение частотного разнесения между оптическими источниками приводит к заметному росту нестабильности формируемого сигнала. Это существенно ограничивает преимущества оптического способа генерации радиочастот вследствие усиления фазовых шумов. Дополнительно установлено, что применение чирпирования значительно уменьшает допустимый диапазон расстройки между лазерными источниками: с уровня нескольких мегагерц до десятков килогерц в практических условиях. В результате использование двух независимых лазеров в составе RoF-систем оказывается малоэффективным и технически неоправданным.

2. Для устранения выявленных ограничений предложены варианты построения RoF-сегментов, основанных на использовании единственного лазерного источника. Рассмотрены три базовые архитектуры:

- применение лазера с расширенным спектром излучения совместно с системой фильтрации для выделения необходимых спектральных составляющих;
- использование дополнительного модулятора MZM, обеспечивающего формирование требуемого частотного интервала между сигналами;
- параллельная схема подключения MZM, осуществляющего ввод информационного сигнала, совместно с устройством нелинейного смещения оптической длины волны.

Дополнительно выполнен анализ современной элементной базы, пригодной для реализации указанных решений, а также сформированы практические рекомендации по выбору компонентов и особенностям их применения.

Отдельное внимание уделено определению наиболее эффективных точек включения устройств генерации ФИМД-сигналов. Показано, что такие устройства могут размещаться в тракте информационного MZM, непосредственно после лазерного источника, в канале нелинейного преобразователя длины волны либо на выходе волоконно-оптического передатчика RoF-системы. Для каждого варианта подключения сформулированы критерии выбора соответствующего ФИМД-устройства с учётом особенностей работы конкретной схемы.

3. Предложен метод построения сегмента сети с передачей телекоммуникационных сигналов, переносящих ФИМД-информацию на физическом сетевом уровне. Подход заметно упрощает управление сетью. Для реализации использу-

ются принципы RoF, где управляющая информация кодируется с помощью чирпа внутри стандартного телекоммуникационного сигнала, например структурированного блока данных (Ethernet-пакета). При использовании разработанных компонентов: ДИФП-демультиплексора и преобразователя изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала это обеспечивает реализацию предложенной концепции с использованием существующей физической инфраструктуры ВОС, что позволяет говорить о реализуемости предложенных решений.

4. Разработаны схемы сегментов RoF с ФИМД-управлением. Выполнена оценка уровня снижения задержек, достигаемого в случае применения предложенных решений, для Ethernet-сети с VLAN в радиосегменте. Показано, что задержку передачи сигналов в случае необходимости удаленного переконфигурирования VLAN с применением предложенного ФИМД-управления можно снизить более, чем в 100 раз по отношению к существующей технологии VLAN на аналогичном сегменте.

5. Предложен метод построения преобразователя изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала на базе оптоволокна, легированного эрбием. Разработана методика анализа и подстройки параметров последнего для задачи получения наибольшего изменения мощности при смещении длины волны в пределах до 0,005 нм. В результате компьютерного моделирования получена передаточная функция такого преобразователя для найденных параметров активной среды.

Глава 4. Практическое приложение адаптивного RoF-сегмента с ФИМД-сигналом и оценка возможности его передачи по городской сети

4.1. Задача полностью оптической передачи сигналов для связи и управления сегментом технологической сети

Одной из значимых задач «Промышленного интернета» является обеспечение удаленного управления техническими объектами (включая – подвижными беспилотными) с использованием сетей общего пользования (например, городских типа MAN) и специализированных сегментов. Одним из примеров является управление внутритрубными подвижными средствами для предприятий, эксплуатирующих трубопроводно-транспортные системы (предприятия ТЭК: газо- и нефтепроводы, предприятия ЖКХ). Следует заметить, что подобные предприятия, как правило, и сами представлены в виде распределенной структуры – офисных помещений, расположенных в городе, производственных площадок, расположенных как в городе, так и на пути следования трубопровода, рисунок 4.1. Причем между всеми этими производственными объектами необходимо передавать весьма разнородные сигналы – начиная от традиционных протоколов Ethernet, IP-v.x – управление деятельностью предприятий, и т.д., и заканчивая сугубо мониторинговой информацией и команд для выполнения таковой, включая – подстройку исполнительных систем. Перед такой системой связи, как правило, ставится задача оптимизации телекоммуникационного ресурса наряду с требованиями по пожаровзрывобезопасности [228] на технологических площадках. Указанное приветствует внедрение оптических технологий взамен электрическим и снижение аппаратной сложности связного оборудования.

Поэтому представляется актуальным исследовать возможность применения RoF-сегментов как сегментов уровня доступа для сети типа MAN, призванной передавать как традиционные телекоммуникационные сигналы, так и управлять мониторинговой технологической системой. На рисунке 4.2 проиллюстрирован предложенный способ непосредственного (а) и удаленного (б) управления с применением ФИМД-сигналов по отношению к аналогичным традиционным подходам (г, д), применяющимся в настоящее время.

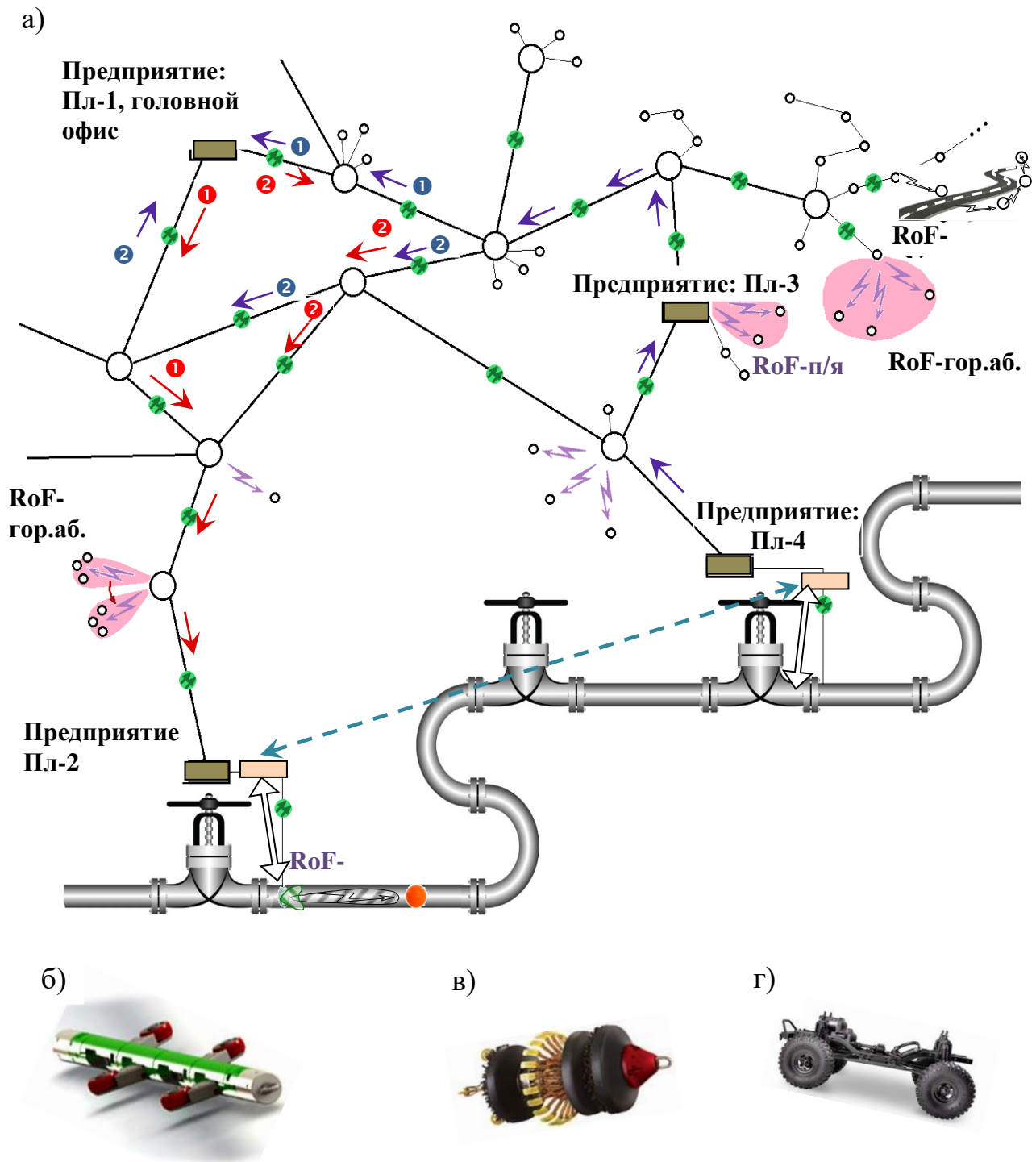


Рисунок 4.1 – Сеть *Metropolitan Area Networks*, обслуживающая городских абонентов и инфраструктуру предприятия: а) технологическая часть с RoF-сегментами для задач предприятия. Введены обозначения: **1**, **2**—пути передачи сигнала управления от головного офиса на производственную площадку: б), в), г) – примеры существующих внутритрубных подвижных устройств, нуждающихся во внутритрубных каналах связи

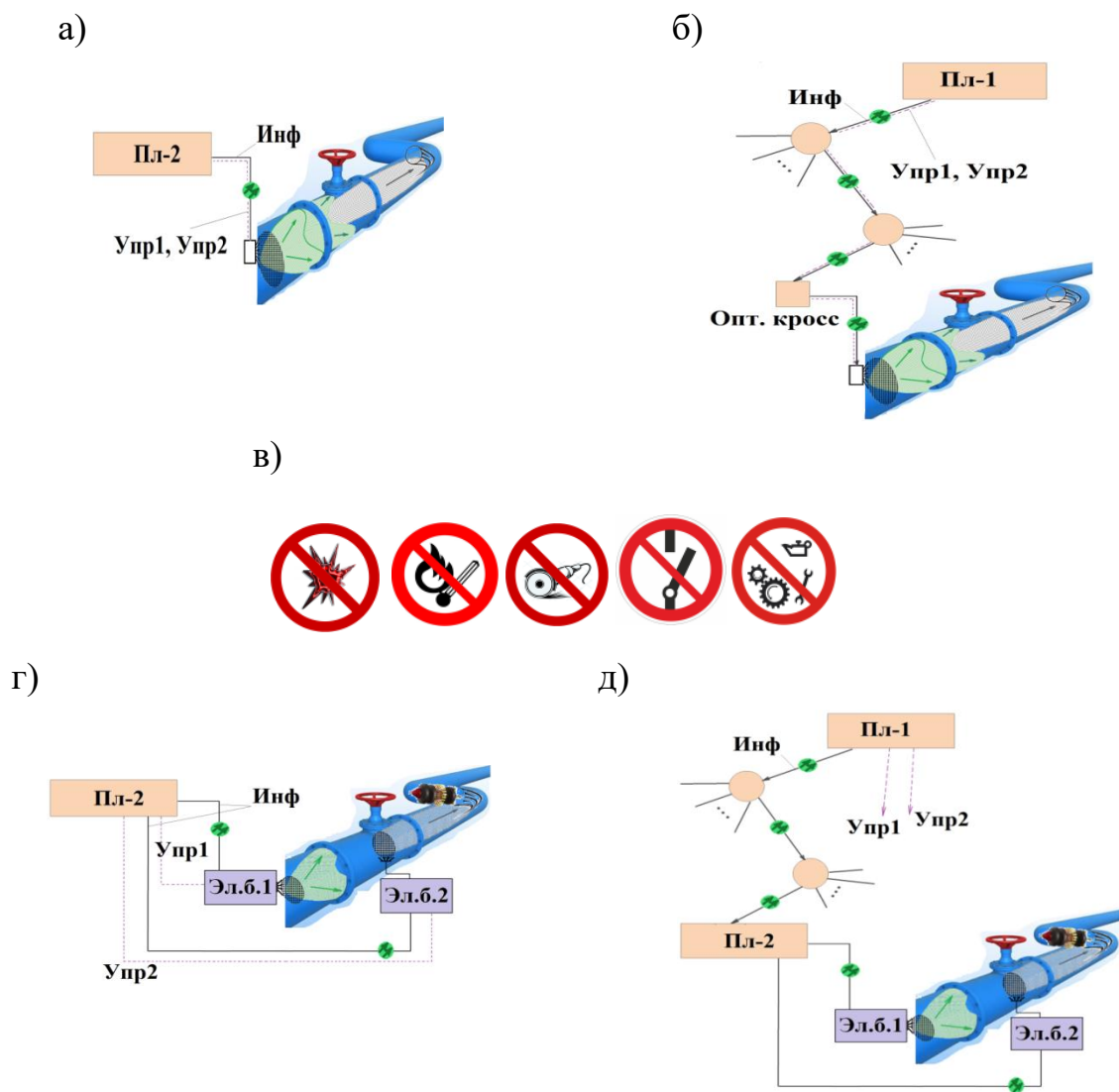


Рисунок 4.2 – Иллюстрация принципов управления в технологической сети:
 а), б) – с применением ФИМД-сигналов, что требует единственного канала как для связи, так и мониторинга, и кроме экономии ТС-ресурса обеспечивает также и требования промышленной безопасности, в) – условное обозначение требований по [228]; г), д) – традиционные способы, предполагающие наличие двух разных каналов: для связи и мониторинга, а также обязательного наличия электронных блоков управления на технологической площадке

На рисунке 4.2 г) и д) проиллюстрировано, что в существующих системах передача мониторинговых сигналов и управление этой передачей осуществляется по разным каналам.

Если предположить, что внутритрубный радиоканал для а), б) и для г), д) точно такой же⁶², то в существующем случае требуется отдельный канал и отдельные, как правило, электрические блоки формирования радиолуча. Если последние должны быть расположены в районе задвижек или камер запуска-приема подвижных устройств (КЗПУ), рисунок 4.3, то это противоречит требованиям промышленной безопасности. Кроме того, в существующем случае вызывает затруднение⁶³ реализация удаленного управления внутритрубным объектом (рисунок 4.2, д)), включая – и необходимость выделения отдельного ТС-ресурса на сети MAN. В предлагаемом случае с использованием ФИМД-сигналов, рисунок 4.2 а) и б), управляющая информация закодирована в самом же сигнале (с использованием ФИМД!), и передается по сети⁶⁴ фактически в виде единого целого.

Кроме того, в предлагаемом случае может использоваться единая ФАР как для связи, так и для мониторинга, подобно представленному на рисунках 3.14–3.18, которая может быть установлена на крышке КЗПУ.

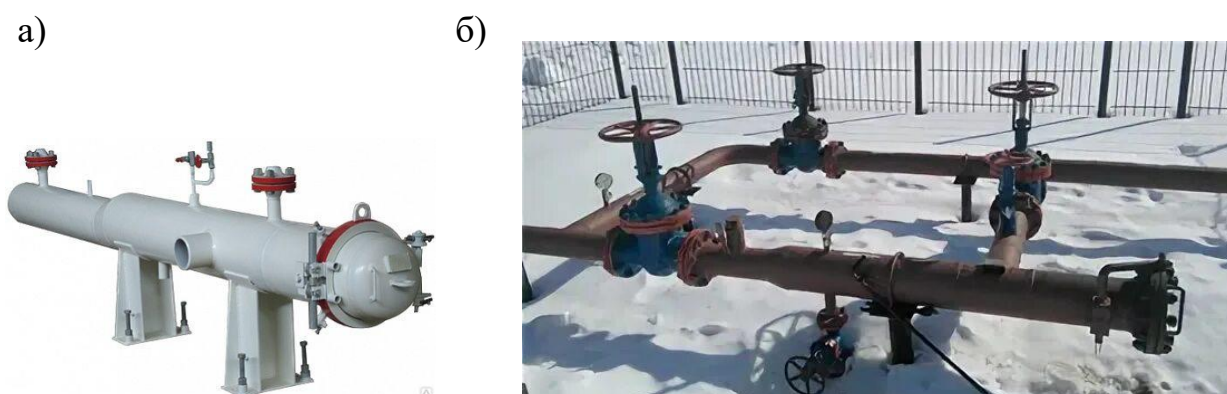


Рисунок 4.3– Примеры реализации КЗПУ: а) односторонняя и б) двусторонняя системы [229]. ФАР может быть размещена на крышке КЗПУ

⁶²В настоящее время это не так: дефект КРН вообще не выявляется внутритрубными электромагнитными средствами, а связь с существующими профиломерами осуществляется не по электромагнитному, а по гидроакустическому каналу, который обладает существенно меньшей информационной ёмкостью и небольшой протяженностью.

⁶³Удаленная передача является базовым моментом в концепции «Промышленного Интернета вещей». Но здесь под затруднением имеется в виду – передача управляющей информации в такой форме (в таком формате), чтобы в пункте предназначения данной информации уже не использовались какие-либо логические преобразователи, а процесс реализовывался уже на физическом уровне в автоматическом режиме.

⁶⁴ Далее в диссертации представлены исследования на предмет построения волоконно-оптических сегментов сети MAN, актуальных для удаленной передачи ФИМД-сигналов.

4.2. Метод обеспечения адаптивности радиолинии технологического сегмента с применением RoF-технологии и ФИМД-сигналов

Для рассматриваемой технологической системы – рисунки 4.1 – 4.3 под адаптивностью радиолинии для внутритрубного использования будем понимать: способность перестраивать(ся) радиолепесток на физическом уровне, т.е. без задействования логической⁶⁵ обработки сигнала, в зависимости от поставленных задач. Последние могут быть весьма различными, но в данном случае рассмотрим две основные:

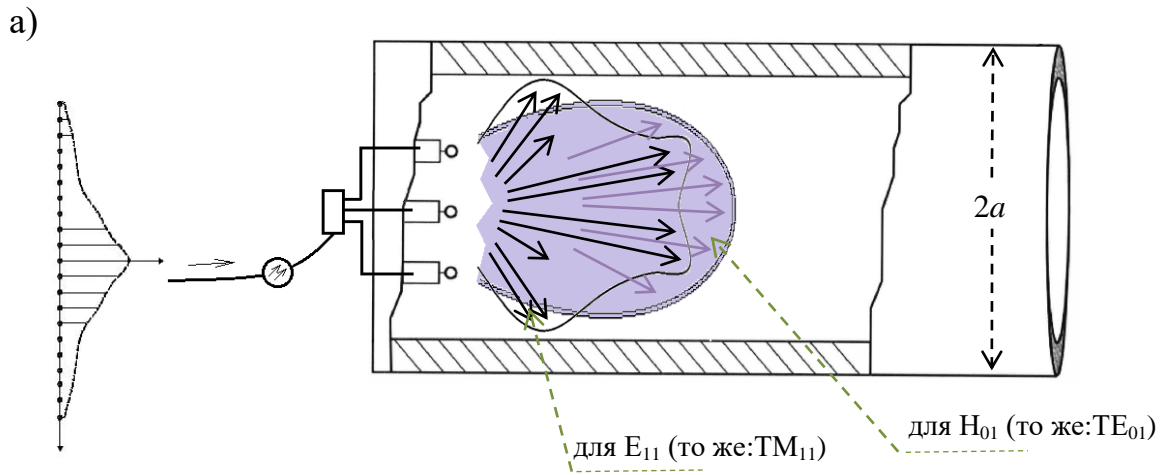
- 1) связь с внутритрубным объектом вида рисунок 4.1, б) – г), и
- 2) мониторинг внутренней поверхности трубопровода в отсутствии сеанса связи.

Для первой задачи радиолиния должна быть как можно более протяженной, т.е. в трубопроводе, который можно рассматривать как радиоволновод, должна формироваться наименее затухающая мода. Для второй задачи напротив – должна формироваться мода, для которой характерно наибольшее электрическое взаимодействие (наведение электрических токов) на стенках трубопровода-радиоволновода. Это может быть обеспечено при введении в трубопровод антенной решетки с адаптивно перестраиваемым радиолепестком, рисунок 4.4.

Вообще, использование ФАР для возбуждения радиоволноводных мод излучением ближней зоны для трубопроводных систем рассматривалось авторами [230, 231], но в указанных работах предполагалось использование электронного блока управления ФАР, что противоречит требованиям промышленной безопасности [228]. В данном случае предлагается перестройку радиолепестка, а с ним – и типа радиоволноводной моды, выполнять с использованием RoF-технологии и ФИМД-сигналов, как это проиллюстрировано в предыдущей главе.

В нашем случае для внутритрубной связи также как и в [230] выберем моду TE_{01} (то же – H_{01}), которая, хотя и не является первой, тем не менее, согласно как источникам в рассматриваемой области, так и в области

⁶⁵Здесь под логической обработкой понимается – считывание IP-адреса устройства, по отношению к которому решается задача, формирование команд и управляющих воздействий для ФАР, буферизация, сообщение о выполненной операции, и т.д., все то, что свойственно системам с управлением адаптивными ФАР, все то, что требует блока управления ФАР, которые в настоящее время работают с электронными сигналами. Указанные операции в существующих системах выполняются на уровне, выше физического.



$I_v = I_0 \cdot F(v) \cdot \exp(-jv\psi)$ – принцип неравноамплитудного возбуждения ФАР, что влияет на форму радиолепестка, v – номер радиоэлемента

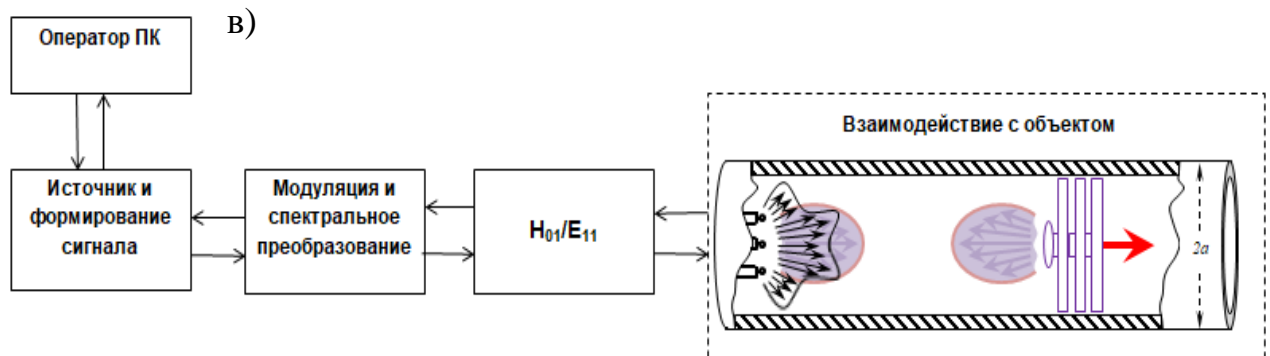
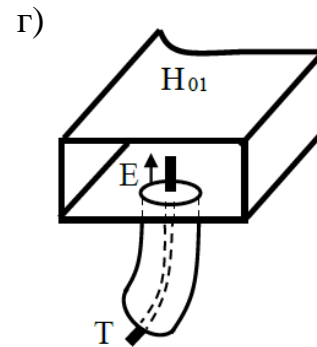
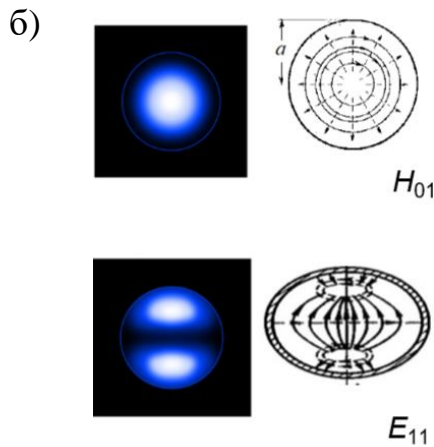


Рисунок 4.4 –Адаптивное возбуждение разных типов волн в тубопроводе-радиоволноводе: а) изменение формы лепестка и связанной с этим структуры поля, б) типы волн для различных приложений: TE_{01} и TM_{11} , в) функциональная схема RoF-управления ФАР в предлагаемом случае для двунаправленной радиопередачи (схема оптическая принципиальная дуплексного RoF-канала и ФИМД-сигналами представлена далее), г) классический возбудитель моды H_{01}

электродинамики [см. например, 232, стр. 75], наименее из всех других взаимодействует со стенками радиоволновода, что представляется актуальным для увеличения дальности радиолинии. На подвижном устройстве для поддержания дуплексного канала может использоваться классический радиовозбудитель, рисунок 4.4, г). Напротив, мода E_{11} (то же – TM_{11}), согласно [232] и аналогичным материалам, обеспечивает наибольшее наведение токов в стенках радиоволновода, поэтому выберем ее для мониторинга. На рисунке 4.5 представлены некоторые параметры радиоволноводных мод.

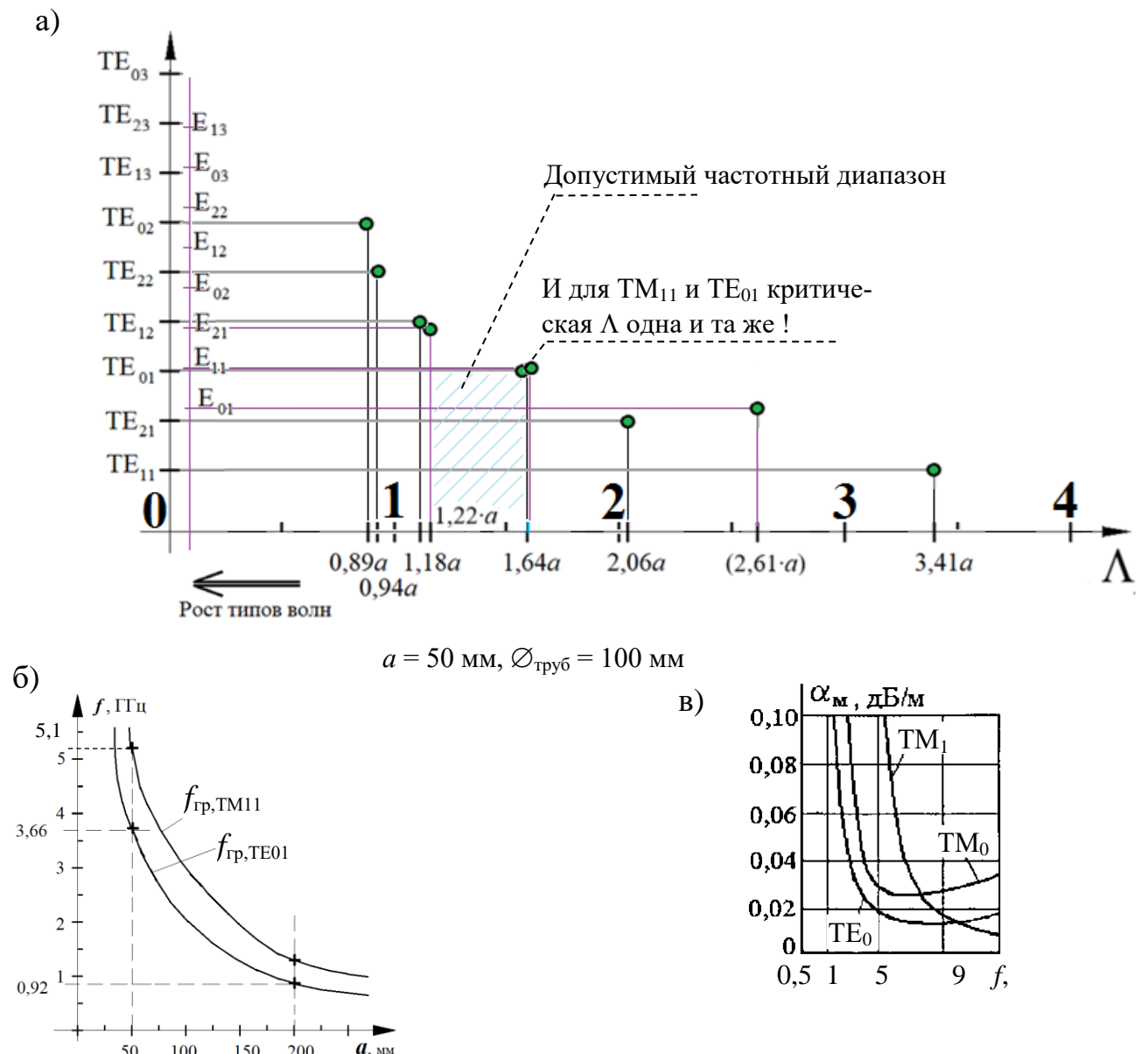


Рисунок 4.5 – Параметры мод TE_{01} и TM_{11} из [232]: а) и б) – частотные свойства в зависимости от радиуса (a) трубопровода; в) – коэффициент погонных потерь для идеального радиоволновода без учета свойств содержимого (внутри вакуум)

Из рисунка 4.5 видно, что на той частоте (по отношению к радиусу трубопровода), на которой существуют выбранные нами моды, уже присутствуют и другие типы волн. Следовательно, для минимизации потерь и невозбуждении не нужных нам мод, но которые могут существовать по условиям возбуждения, поле ФАР следует весьма тщательно подобрать (подстроить) под получение искомым мод. Теоретически выполнить расчет по возбуждению ФАР и радиоволновода в данной задаче представляется весьма сложным – так как рассматривается ближняя зона. Тем более сложно будет учесть потери в радиоволноводе для различных типов наполняющих сред. Поэтому расчеты решено было проводить в программе HFSS в режиме обратной задачи вида:

1) задаем поле в радиоволноводе в виде моды H_{01} , ставим условие на невозбуждение других типов мод (случай-1); а для случая-2 – для E_{11} ;

2) ищем на входе радиоволновода возбуждающее поле;

3) найденное возбуждающее поле – объявляем излучением ФАР внутри трубопровода;

4) ищем амплитудно-фазовое распределение (АФР) для заданной конфигурации фазированной антенной решётки (рисунок 4.6 а), т.е. определяется такое распределение возбуждения её элементов, которое обеспечивает формирование требуемого пространственного распределения поля;

5) далее на основе заданного амплитудно-фазового распределения формируется требуемый закон изменения параметров chirпированного сигнала на входе – путем умножения последнего на обратный коэффициент передачи ДИФП (временной сдвиг) и преобразователя изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала (амплитудное преобразование).

Некоторые пояснения по п. 5: предполагалось, что в АФР амплитудное изменение (относительно прямоугольной формы импульса на входе) вносит преобразователь изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала, а фазовый сдвиг, т.е. задержка, обуславливается как сдвигом λ -составляющих в chirпированном сигнале (слагаемое \mathcal{N}_λ), так и вносимой ДИФП задержкой, зависящей от λ (слагаемое $\mathcal{N}_{\text{дифп}}$).

Для нахождения \mathcal{N}_λ следует учесть, что фазовый угол задержки (в радианах) связан со временем задержки τ спектральной составляющей и частотой сигнала f следующим соотношением: $\mathcal{N}_\lambda = -2\pi \cdot f \cdot \tau$. Учитывая связь частоты f и длины волны λ , можно записать:

$$\aleph_{\lambda} \cong -2\pi \frac{c}{\lambda} C_{\lambda}^{(-1)}(\tau), \quad (4.1)$$

где $C_{\lambda}^{(-1)}(\tau)$ – функция, обратная к $C_{\lambda}(\tau)$, фактически и представляющая собой задержку λ -составляющей; время $\tau = t/T_{\text{и}}$, t – текущее время, $T_{\text{и}}$ – длительность импульса (либо другого рассматриваемого сигнала).

Слагаемое $\aleph_{\text{ДИФП}}$ определялось через фазу S21-параметра ДИФП в программе HFSS: $\aleph_{\text{ДИФП}} = \text{Фаза}(S_{21}(\lambda))$, рис. 4.6 в).

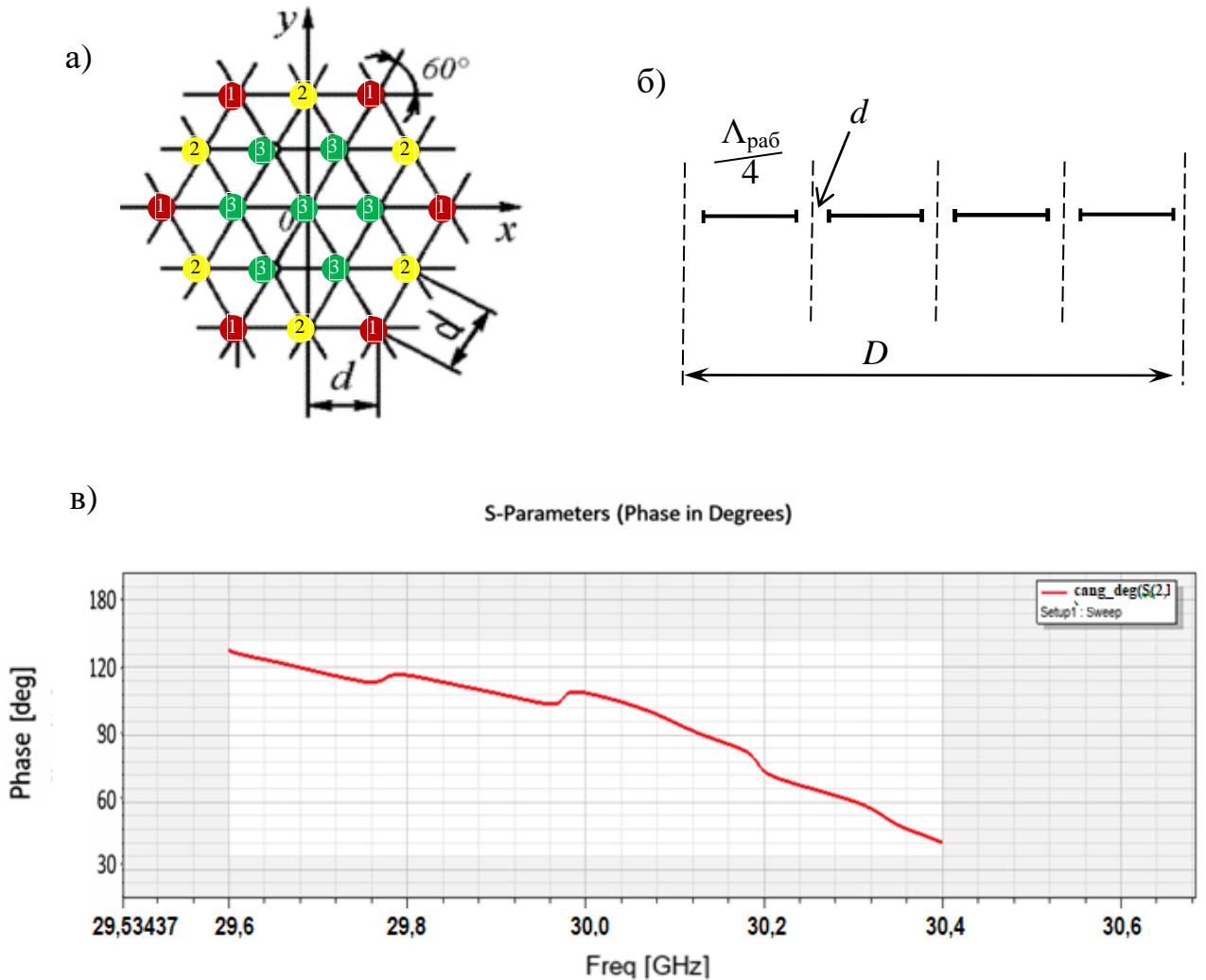


Рисунок 4.6 – Иллюстрация к пояснению параметров рассматриваемой системы: а) – антенная решетка из 19 элементов, устанавливаемая в трубопроводе; цифрами 1, 2 и 3 обозначен пример подключения к выходам (ступеням) ДИФП: 1 – к более длинным лямбдам (красный), 2 – средним (желтый) и 3 – коротким (зеленый); б) – к расчету количества излучателей, и в) – график для фазы S21-параметра ДИФП, полученный в программе HFSS (следует обратить внимание, что расчет в HFSS ведется для СВЧ-диапазона с $\lambda = 1$ см (см. параграф 2.2), а не для оптического диапазона, с последующим пересчетом)

На рисунках 4.7 – 4.8 представлены результаты моделирования.

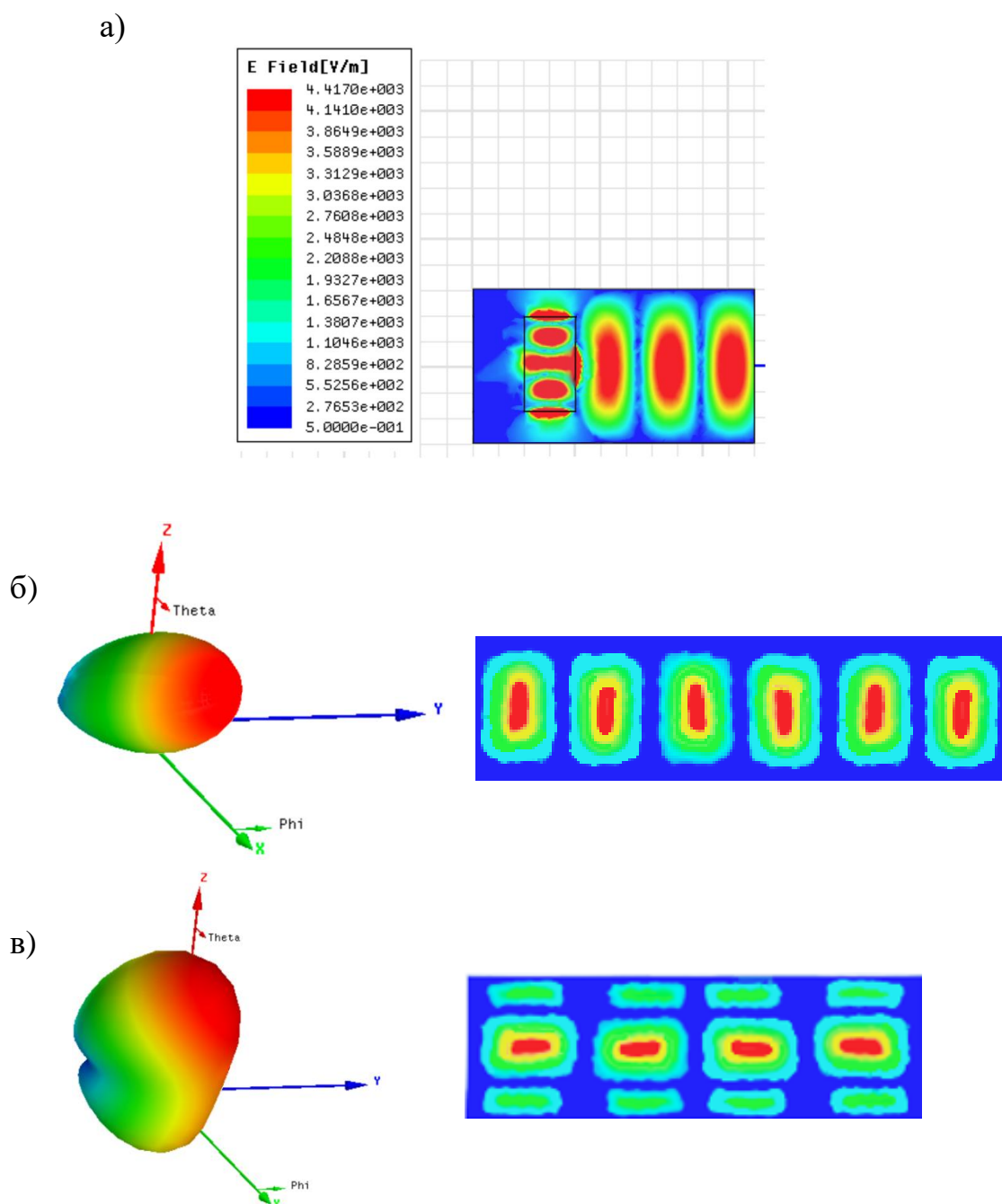


Рисунок 4.7 – Результаты моделирования процесса генерирования моды TE_{01} (а) и (б) и моды TM_{11} (в) в результате неравноамплитудного возбуждения ФАР из 19 элементов, расположенной внутри трубопровода [233]. Рассматривались импульсы с $T_{и} \cong 0,5 \cdot 10^{-9}$ с, линейное $C_{\lambda}(\tau)$; расчет проведен без учета блуждания частоты в радиоканале. Диаграмма направленности ФАР определена для квазиизотропных радиоизлучателей, с направленностью подобно представленным в [234 – 237] – излучатели с красным смещением резонанса, использование которого позволит минимизировать размеры ФАР

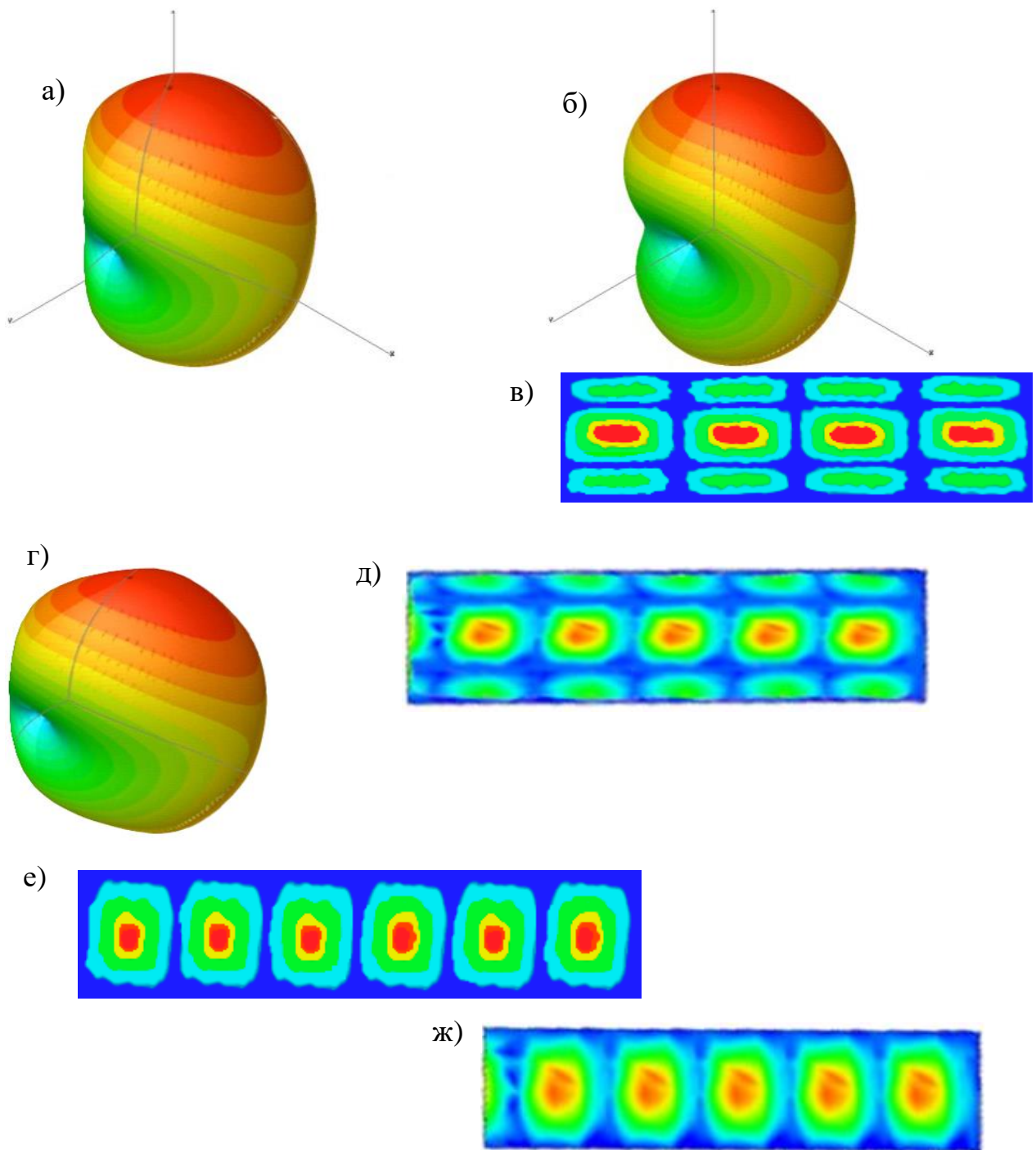


Рисунок 4.8 – Результаты моделирования процесса генерирования моды TM_{11} (а), б), в) г) и д), $\Delta\lambda_{\max} = 0,004$ нм) и TE_{01} (е) и ж) для разных $\Delta\lambda_{\max}$) в результате неравноамплитудного возбуждения ФАР с разным количеством элементов:

а) ФАР из 19 элементов; б) ФАР из 25 элементов (над каждой внешней стороной, рисунок 4.6, а), добавлен еще элемент – суммарно добавлено 6 шт.), в) соответствующая ей радиоволноводная мода; г) ФАР из 13 элементов (отсутствуют элементы на внешних углах), д) соответствующая ей радиоволноводная мода;

е) $\Delta\lambda_{\max} = 0,002$ нм (ФАР из 19 элементов), и ж) $\Delta\lambda_{\max} = 0,005$ нм (ФАР из 25 элементов) [233]

Расчет модуля S_{21} показал, что ДИФП практически не вносит амплитудной избирательности, хотя общее снижение амплитуды на выходе по отношению к входу присутствует.

Проведено исследование по выявлению влияния количества элементов ФАР на получение результирующего поля моды в трубопроводе-радиоволноводе. В результате моделирования было установлено, что для моды TE_{01} изменение в количестве радиоизлучателей от 13 до 25 практически не приводят к изменению ее амплитуды. Амплитуда последней в пучностях начинает заметно снижаться (более, чем на 10%) только уже при количестве элементов менее 13. Иначе дело обстояло для моды TM_{11} : уже при 13 радиоэлементах амплитуда моды уменьшалась примерно на 16...17%. Поэтому для того, чтобы сохранить общую структуру решетки наподобие представленной на рисунке 4.6 а), количество ее элементов не должно быть менее 19.

Кроме того, как уже упоминалось ранее, использование chirпированного сигнала в оптическом RoF-канале приводит к смещению радиочастоты в радиоканале. Если полагать, что в радиоканале используется компенсатор дрейфа, то указанным смещением в первом приближении можно пренебречь. Но данное смещение оказывает влияние на излучающие свойства радиоизлучателей и ФАР. Поэтому для радиоизлучателя [237 – 239], для которого была представлена диапазонная характеристика, рисунок 4.9, было выполнено исследование по влиянию смещения частоты на диаграмму направленности ФАР рассматриваемой структуры, рисунок 4.6 а), и с этим – и на амплитуду возбуждаемой в радиоволноводе моды.

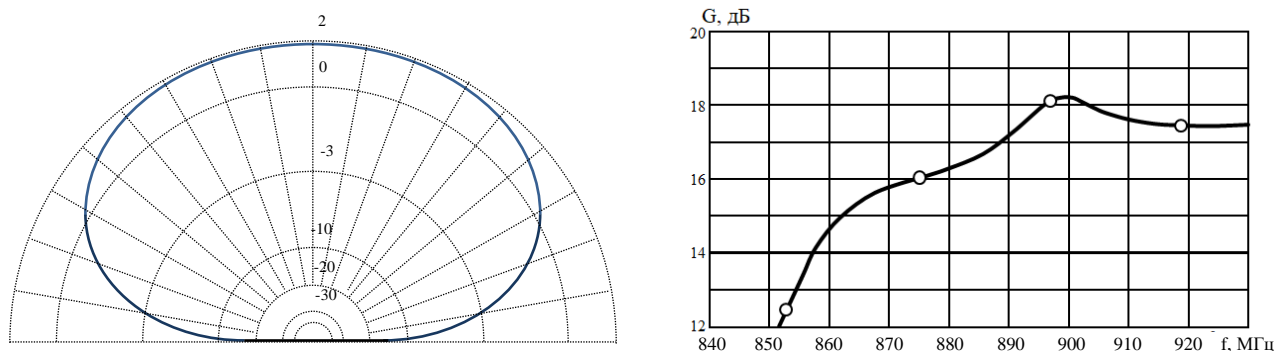


Рисунок 4.9 – Параметры антенного радиоизлучателя [237], используемые в расчетах (для трубопровода с диаметром порядка 50 см)

На рисунке 4.10 представлены сводные результаты данного моделирования – в виде взаимосвязи изменения амплитуды возбуждаемой моды TM_{11} и количества элементов ФАР при смещении радиочастоты. По рисунку 4.10 а) видно, что для одного и того же смещения частоты (кривая 2 или кривая 3) но при разном количестве излучателей диаграмма направленности ФАР может отличаться достаточно заметно. Этот же вывод можно сформулировать и наоборот: смещение частоты, которое в рассматриваемом случае неизбежно, можно «скомпенсировать» увеличением количества элементов ФАР. Поэтому был рассчитан условно предельный случай – ДН ФАР из 100 элементов, рисунок 4.10 б). Здесь при проведении расчетов предполагалось, что радиоизлучатели являются малыми, которые моделировались в HFSS в виде точечного излучателя (в рамках одного квадранта сетки).

В реальной практике радиоизлучатель имеет вполне конечные размеры, что определит ограничение на их количество, учитывая значение длины волны радиодиапазона для рассматриваемых мод (связанное с диаметром трубопровода радиоволновода): $\Lambda_{раб} = (1,64 \dots \sim 1,23)a$, см. рисунок 4.5 а).

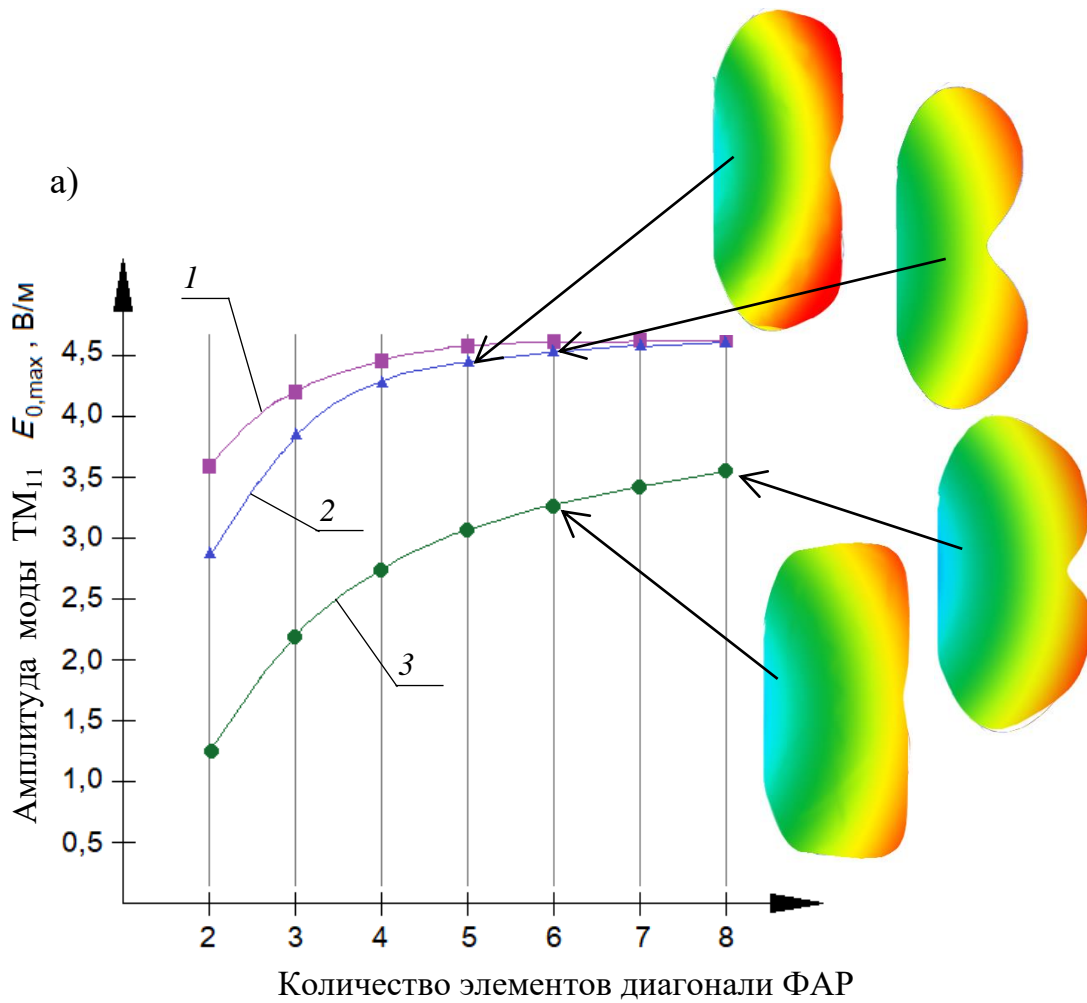
Оценим – сколько может уложиться антенных излучателей (пусть: четвертьволновых вибраторов) на диаметре радиоволновода в случае $\Lambda_{раб} \cong 1,23a$, учитывая также расстояние между излучателями: $d \leq \Lambda_{раб}/2$. Справедливо записать:

$$\left(\frac{0,615D}{4} + d\right) \cdot N = D \quad (4.2)$$

Здесь D – диаметр радиоволновода и согласно нашему выбору $\Lambda_{раб} = 0,615D$. Если положить, что $d = 0,1\Lambda_{раб}$, см. рисунок 4.6 в), т.е. $d = 0,0615D$, и тогда:

$$(0,154D + 0,062D) \cdot N = D. \quad (4.3)$$

Или: $0,216D \cdot N = D$, далее сокращаем D и получаем: $0,216N = 1$, откуда $N = 4,63$, но так как N не может быть не целым – то N для четвертьволновых вибраторов может быть равно 4. Поэтому решено было использовать специализированные сверхминиатюрные излучатели [234 – 237] или подобные им. Исходя из опубликованных данных, их можно расположить на диаметре в рассматриваемой задаче $N = 5$ шт., что и было принято в процессе моделирования, рисунок 4.7, а). Отсюда было очевидно, что ФАР может иметь только структуру, представленную на рисунке 4.6, а), т.е. с 19-ю элементами, на чем и решено было остановиться.



б)

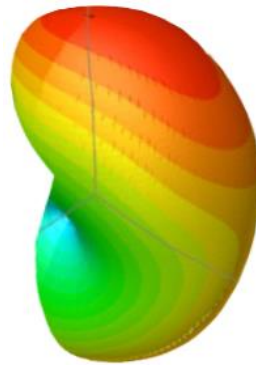


Рисунок 4.10 – Диаграммы направленности ФАР и амплитуда радиоволновой моды TM_{11} : а) взаимосвязь изменения амплитуды возбуждаемой моды TM_{11} и величины смещения частоты: 1 – изменение частоты ФАР не учитывается; 2 – изменение частоты радиоканала соответствует смещению длины волны в RoF-канале $\Delta\lambda_{max} = 0,004$ нм (вблизи $\lambda_0 = 1550$ нм) с иллюстрацией структуры ДН ФАР; и 3 – $\Delta\lambda_{max} = 0,005$ нм; б) ДН ФАР из 100 элементов (которую можно условно считать идеальной) при $\Delta\lambda_{max} = 0,005$ нм

Далее была определена функция чирпа, рисунок 4.11, как уже упоминалось выше, исходя из АФР для рассматриваемой ФАР и характеристик компонентов до-формирования (ДИФП и преобразователя изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала).

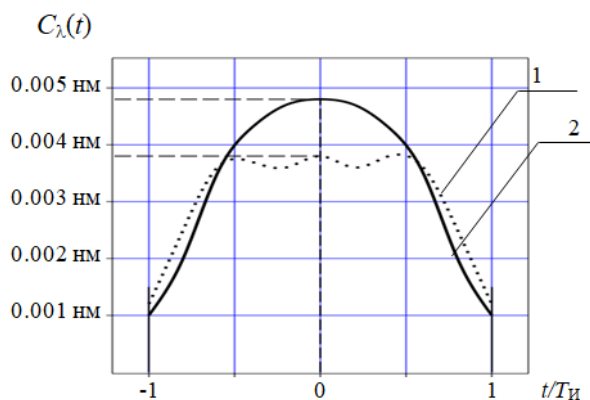


Рисунок 4.11 – Параметр ФИМД оптического сигнала: 1 – для TE_{01} и 2 – для TM_{11} ; T_n – длительность импульса в системе передачи, при проведении расчетов было принято $T_n = 10^{-9}$ с

Кривые 1 и 2 на рисунке 4.11 получены без привязки к ступеням ДИФП, рассматриваемым в Гл-2, так как для корректного осуществления таковой следует детальнее проработать как структуру ФАР с радиоизлучателями, так и диаграммообразующую схему для ее запитывания. Данная задача выходит за рамки⁶⁶ настоящей работы. Однако можно при необходимости в первом приближении фактически наложить характеристику ступеней ДИФП (количество которых может быть более 3-х) на данный график, что позволит получить его конкретный вид. Рисунок 4.12 поясняет ход расчетов.

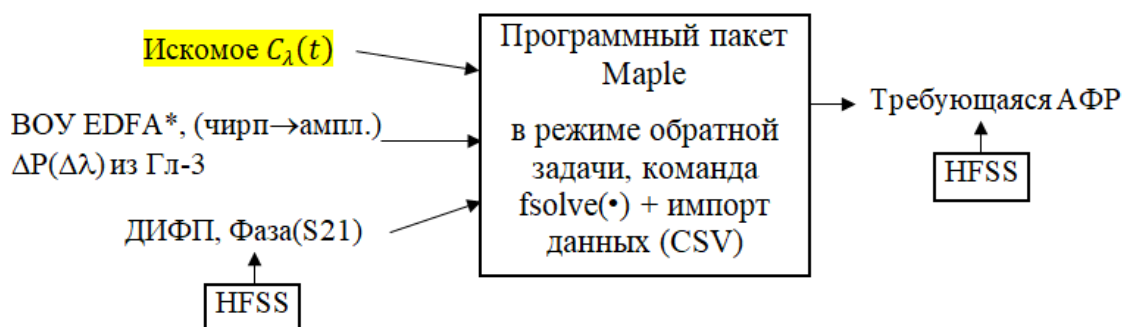


Рисунок 4.12 – Пояснение к процессу нахождения графиков, представленных на рисунке 4.11

⁶⁶Проектирование антенн и антенных решеток не входит в рамки специальности 2.2.15.

Здесь же был исследован еще вопрос о влиянии среды, заполняющей трубопровод-радиоволновод, на дальность радиолинии, что имеет важное практическое значение. Результаты расчетов сведены в таблицу 4.1. Кроме того была разработана схема оптическая принципиальная RoF-сегмента, обеспечивающая как прямой, так и обратный канал для связи с внутритрубным объектом, рисунок 4.13, выполненные в рамках RoF-технологии. Последнее представляется значимым ввиду простоты подстройки $\Lambda_{\text{раб}}$ под широкий набор диаметров трубопровода – изменением лишь величины сдвига оптической длины волны в нелинейном элементе RoF-канала.

Таблица 4.1 – Соотношение параметров внутритрубной радиолнии для различных наполняющих сред

D (см)	Араб (см)	f (МГц)	Режим	Длина радиолнии (м)	Полный коэфф. ослабления (дБ)	Остаток мощности (%)
Среда с $\varepsilon = \varepsilon_{\text{реал}} \cong 1,67$; $\tan\delta_{\text{потерь}} \cong 4 \cdot 10^{-8}$ (сжиж. газ, нефть)						
10	6,2	4878	H01	220	11,05	9,5
10	6,2	4878	E11	70	47,5	2,01
50	30,8	891.6	H01	610	9.56	8,0
50	30,8	891.6	E11	130	30.57	1,87
70	43	696.9	H01	890	5.78	6,4
70	43	696.9	E11	310	18.48	1,42
100	61,5	487.8	H01	2130	3.39	5,8
100	61,5	487.8	E11	620	10.85	1,23
Среда $\varepsilon = \varepsilon_{\text{реал}} + j \cdot \varepsilon_{\text{Im}} \cong 1,82 + j \cdot 2,23$; $\tan\delta_{\text{потерь}} \cong 1,23$ и эл. проводности $\sigma \cong 4,61 \cdot 10^{-9}$ [См/м] (сол. бур.раствор)						
10	6,2	4878	H01	40	110,05	3,5
10	6,2	4878	E11	27	410,5	0,91
50	30,8	891.6	H01	120	69.56	6,0
50	30,8	891.6	E11	63	230.8	2,07
70	43	696.9	H01	180	45.6	7,3
70	43	696.9	E11	87	158.4	3,3
100	61,5	487.8	H01	360	30.4	12,1
100	61,5	487.8	E11	110	108.8	4,15

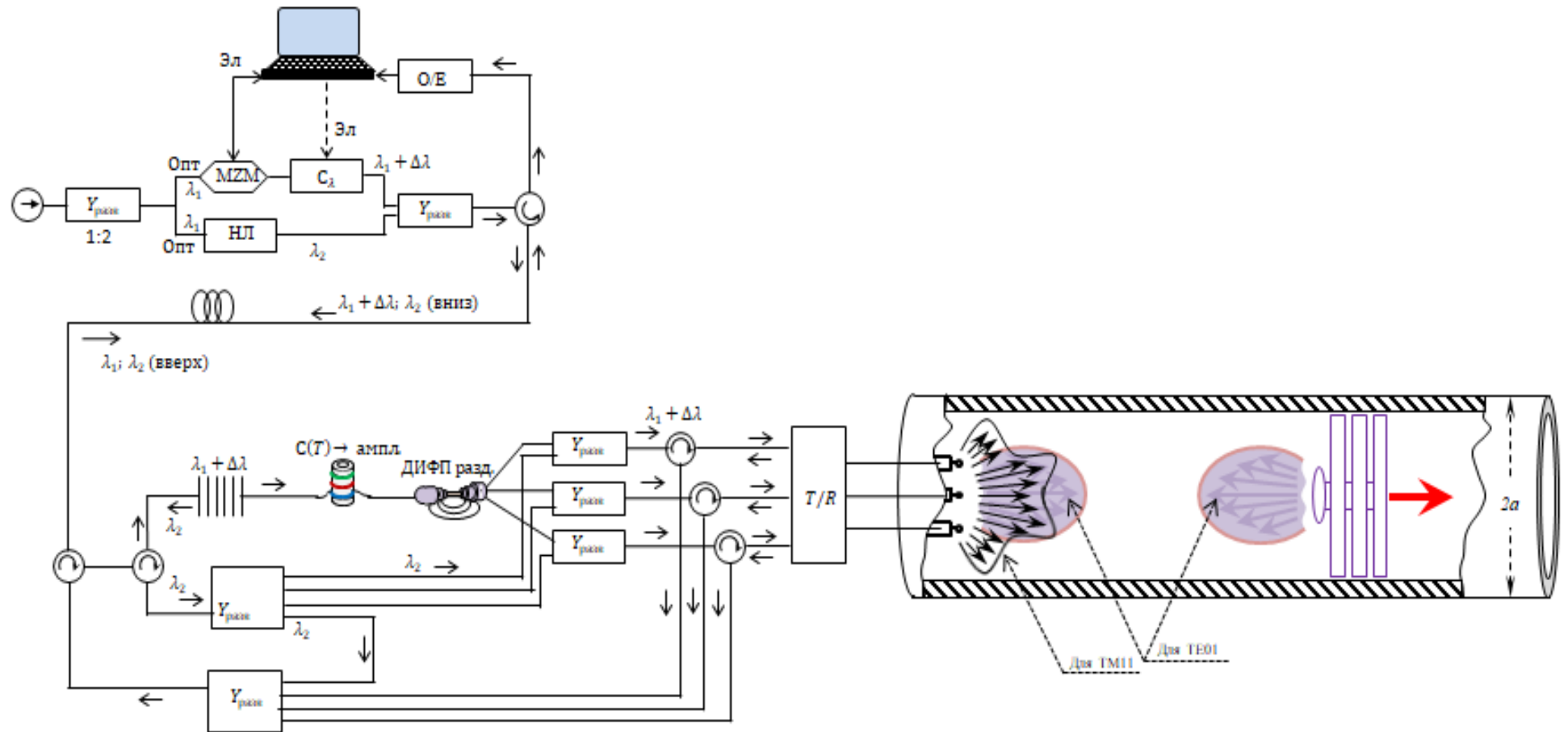


Рисунок 4.13 – Схема оптическая принципиальная дуплексного канала для связи с внутритрубным подвижным устройством

4.3. Моделирование параметров амплитудно-модулированных оптических ФИМД-сигналов на разветвлённой ВОЛП-RoF, предназначенных для применения на городских сегментах

Рассмотрим особенности передачи информационно-управляющего ФИМД-сигнала по волоконно-оптическому тракту RoF-системы. Предполагается, что RoF-сегмент функционирует либо в составе сети доступа xPON, либо на абонентском участке городской сети класса MAN [5]. В подобных условиях протяжённость волоконно-оптической линии может составлять до 50 км, вследствие чего существенное влияние начинают оказывать эффекты дисперсии групповых скоростей (ДГС). Кроме того, структура линии может включать разветвления и волоконно-оптические усилители, что способно изменять как характеристики удалённо сформированного ФИМД-сигнала, так и форму передаваемых импульсов в целом. Основной целью дальнейшего моделирования является выработка рекомендаций по построению волоконно-оптического сегмента xPON/MAN с RoF-окончанием, использующим удалённое ФИМД-управление, а также определение требований к составу и параметрам применяемой элементной базы.

Для проведения исследования принято, что рассматриваемый сегмент xPON/MAN представляет собой многоуровневую разветвлённую структуру, построенную на основе Y-разветвителей с различными коэффициентами ния (рис. 4.14). В общем случае подобные архитектуры могут реализовываться как с использованием пассивных оптических разветвителей, так и с применением переключаемых коммутаторов, аналогичных решениям, рассмотренным в [5, 139]. Однако на практике при построении сетей данного класса в настоящее время преимущественно используются пассивные схемы разветвления, тогда как переключаемые оптические коммутаторы распространены значительно меньше.

Для обеспечения унификации технических решений предположим, что рассматриваемый сегмент является симметричным с точки зрения используемого оборудования, что соответствует рекомендациям по построению и эксплуатации сетей доступа [138]. В этом случае на всех уровнях разветвлённой структуры применяются оптические разветвители одного типа. Например, при выборе схемы 1×2 все ярусы абонентского сегмента строятся исключительно на основе таких разветвителей (рис. 4.14 б).

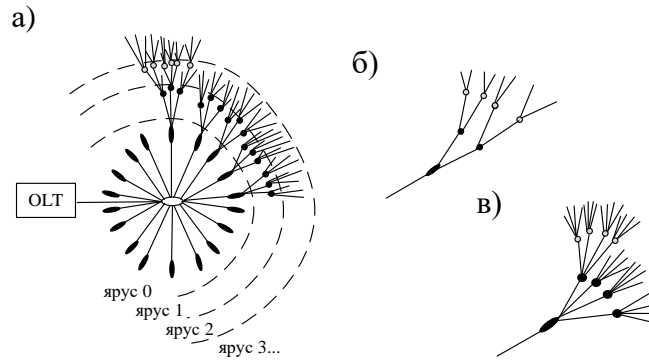


Рисунок 4.14 – Принцип симметричного построения разветвлено-ярусных сегментов xPON/MAN с использованием пассивных разветвителей: а) иллюстрация ярусной структуры; б), в) примеры применения разветвителей 1×2 и 1×4 соответственно; OLT (Optical Linear Terminal) – активное оборудование линейного тракта

Далее выполним анализ изменения параметров ФИМД-сигнала для входного импульса, форма которого описывается супергауссовой функцией второго порядка [17]. Такая аппроксимация приблизительно соответствует форме импульсов амплитудно-модулированных сигналов, используемых в телекоммуникационных системах. Для моделирования применяется методика расчёта временных характеристик импульса, включающая определение мгновенной частоты и мощности сигнала [17]. В соответствии с данным подходом предполагается, что электрическая напряженность поля световой волны на ВОЛП в каждый момент времени T в пределах длительности импульса представима в виде произведения комплекснозначных «продольного» и «поперечного» сомножителей. Причем ввиду отсутствия в задаче необходимости поперечного восприятия сигнала, «поперечной» составляющей можно пренебречь, положив ее равной 1. Для «продольной» составляющей, обозначенной через \dot{A}_{1550} по аналогии с [17] с учетом наиболее распространенного значения длины волны излучения сигнала 1550 нм, изменяющейся под действием ДГС, километрического затухания и скачкообразного снижения мощности из-за разделения в разветвителях (пусть с коэффициентом \mathfrak{H} из-за их однообразия), можно записать:

$$\frac{\partial A_{1550}}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_{1550}}{\partial T^2} = \frac{\alpha_{1550}}{2} \cdot |A_{1550}| + \mathfrak{H}(z) \cdot |A_{1550}|, \quad (4.4)$$

где $\mathfrak{H}(z)$ – характеризует размещение (удаленность) разветвителей по рисунку 4.14 а), и может, например, определяться следующим образом, рисунок 4.15; α_{1550} – километрическое затухание оптического кабеля, $\alpha_{1550} < 0$; j – мнимая единица; T – время в системе отсчета, связанной с импульсом (изначальной длительности $T_{и}$ на входе ВОЛП), β_2 – дисперсионный параметр. В (4.4) и далее знак комплекснозначности (точка над A_{1550}) опущен для упрощения записи. Параметр β_1 явно не входит в (4.4), т.к. присутствует в пересчете от времени внешнего наблюдателя t , связанного, например, с ВОЛП, на время T по аналогии с [17].

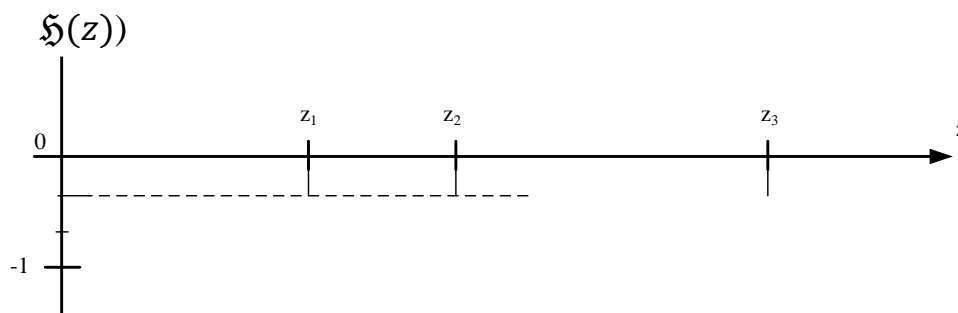


Рисунок 4.15 – Принцип формирования коэффициента $\mathfrak{H}(z)$ для сегмента по рисунку 4.14 а); отмечено вертикальными линиями в точках z_1 , z_2 и z_3

Если на ВОЛП расположены усилители, например, перед разветвителями, что свойственно схемам построения xPON, то коэффициент $\mathfrak{H}(z)$ может быть как меньше 0, так и больше 0. Соотношение (4.4) может использоваться и для схемы с различными параметрами разделения разветвителей, но тогда для каждого сегмента оно должно записываться индивидуально.

Первый этап моделирования ФИМД через параметр $\omega_{мгн}(T)$ для поступающего на сегмент импульса, представимого в виде супергауссовой функции с chirпированными фронтами [17] на основе уравнения (4.4) показал, что характер разветвлений (количество разветвителей, порядок вдоль z и тип разветвителя) не влияет на выходную ФИМД. Последний зависит только от действия дисперсии. Причем выходная ФИМД не зависит даже от значения z_1 , т.е. от удаления первого разветвителя от OLT (считаем, что на узле с OLT формируется информационно-управляющий ФИМД-сигнал). Влияние $\mathfrak{H}(z)$ оказывается существенным только для выходной пиковой мощности импульса.

Поэтому для более детального исследования рассматриваемой задачи было сделано предположение, что перед разветвителями может быть установлен EDFA, что свойственно ВОЛП-структурам xPON. Причем EDFA может располагаться и на неразветвленном протяженном сегменте (с длиной ~ 50 км). Рассматривалось два случая подачи накачки – совместно с информационным сигналом [240] из ближайшего узла и независимо от информационного сигнала [138, 139]. Совместная подача накачки, с точки зрения влияния на ФИМД, согласно предыдущим исследованиям, смещает последнюю в область положительного chirпирования ввиду влияния на ВОЛП нелинейного преломления. Этот случай описывается следующим уравнением (в правой части которого также может присутствовать слагаемое с $\mathfrak{H}(z)$):

$$\frac{\partial A_{1550}}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_{1550}}{\partial T^2} = \frac{\alpha_{1550}}{2} \cdot |A_{1550}| + j \gamma_{1550}^{НЛ} \left(|A_{1550}|^2 \right) A_{1550}. \quad (4.5)$$

Нелинейный (НЛ) коэффициент в (4.5) $\gamma_{1550}^{НЛ}$ рассчитывался по формуле:

$$\gamma_{1550}^{НЛ} \cong \frac{n_{НЛ,k} \cdot \omega_{y,0}}{c \cdot s_{эфф}^{OB}} [17], \text{ где } s_{эфф}^{OB} - \text{эффективная площадь модового пятна в световоде,}$$

де, примем $s_{эфф}^{OB} \approx 1,2 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2$ для световода типа SMF-28, c – скорость света в вакууме, $n_{НЛ,k}$ – нелинейный (керровский) показатель преломления, $\omega_{y,0}$ – центральная частота в спектре сигнала [17]. Очевидно, что влияние нелинейного режима преломления тем сильнее, чем выше мощность информационного сигнала. Разветвители же снижают последнюю, что позволяет сказать, что наличие разветвлений должно приводить к увеличению отрицательного характера chirпирования.

Независимая от информационного сигнала подача накачки к EDFA непосредственно не влияет на ФИМД, но обеспечивает создание нелинейного режима только внутри EDFA. В первом случае нелинейный режим внутри EDFA также учитывался; $s_{эфф}^{EDFA} \approx 0,4 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2$. В обоих случаях учитывалось усиление сигнала в EDFA, для чего в (4.5) вместо α_{1550} использовался коэффициент $\alpha_{1550}^{EDFA} > 0$.

Если необходимо сместить ФИМД еще значительно в область положительного chirпирования, то совместно с EDFA можно использовать и ОБ с высокой керровской нелинейностью (НЛ ОБ) и/или оптические волокна со смещенной дисперсией (DSF) включаемые после EDFA, но до разветвителя [241, 242]. Для

моделирования такого случая считалось допустимым воспользоваться «эффективным» $\gamma_{1550}^{НЛ-эфф}$, учитывающим дополнительный эффект от НЛ ОВ или DSF.

При наличии на ВОЛП EDFA, а также и других упомянутых выше типов специальных световодов, моделирование проводилось следующим образом: для схемы расположения компонентов представленной, например, на рисунке 4.16, последовательно решалось уравнение (4.4), либо (4.5). Далее (в разветвителе) предполагалось, что A_{1550} скачкообразно уменьшается в коэффициент разветвления ξ раз, после чего импульс распространяется либо в соответствии с уравнением (4.5), если накачка продолжает присутствовать в линии, либо согласно соотношению:

$$\frac{\partial A_{1550}}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_{1550}}{\partial T^2} = -\frac{\alpha_{1550}}{2} \cdot |A_{1550}|.$$

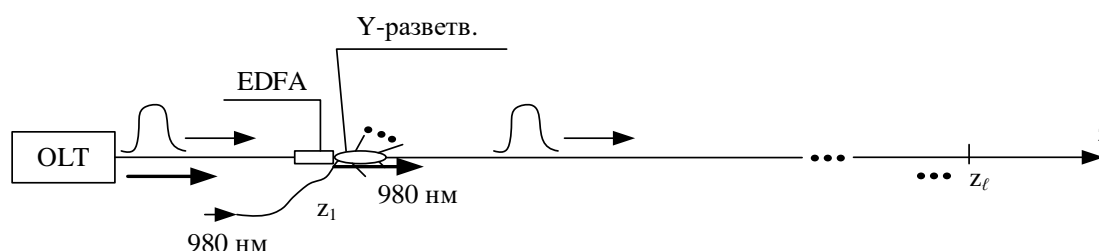


Рисунок 4.16 – Пример расположения компонентов на сегменте xPON/MAN. В точках z_l располагаются EDFA и Y-разветвители

В результате последовательного численного интегрирования уравнений для импульса и компонентов линии передачи, параметры которых представлены выше, установлено следующее.

Для типовых параметров EDFA с коэффициентом передачи $\mathfrak{R} \cong 1,35$ [243] и рекомендуемого среднего уровня пиковой мощности импульса в линии не более 10 мВт (по G.703) коэффициент разделения не должен быть более 1×12 . Иначе амплитуда импульса уже снижается настолько, что за разветвителем на ВОЛП, построенным на ОВ SMF-28 ($\beta_2 \cong -22 \text{ пс}^2/\text{км}$ [244] и $n_{SMF,k} \cong 2,4 \cdot 10^{-21} \text{ м}^2/\text{Вт}^2$ [245]) не удастся получить положительного chirпирования даже при наличии совместно передаваемой остаточной накачки (если на входе EDFA мощность накачки составляет 70 мВт [243]). Следовательно, режим положительного chirпирования отсутствует и ФИМД импульса сразу же начинает смещаться в область отрицатель-

ного чирпирования, при этом длительность импульса монотонно увеличивается, что также является негативным фактором.

В случаях, когда возникает необходимость применения разветвителей с высоким коэффициентом деления, компенсация дополнительных потерь может быть обеспечена установкой усилителя EDFA непосредственно после узла разветвления. При этом оптическая накачка усилителя может подаваться через один из портов разветвителя, как показано на рисунке 4.16. Для реализации подобной схемы предпочтительным является использование не традиционного Y - разветвителя, а звездообразного оптического разветвителя. Такие устройства обладают меньшей направленностью распространения излучения, что позволяет использовать любой из портов как для ввода, так и для вывода оптического сигнала. Благодаря этому упрощается организация подачи излучения накачки к усилителю. Однако подобное решение требует размещения источника накачки, например лазера с длиной волны 980 нм, в непосредственной близости от разветвителя. В результате рассматриваемый сегмент уже нельзя в полной мере относить к категории «полностью оптических» систем, поскольку для его функционирования необходим дополнительный активный элемент. Альтернативным вариантом является удалённая подача излучения накачки. Для этого может использоваться отдельное, ранее не задействованное оптическое волокно либо совместная передача сигнала накачки и информационного излучения по одному волокну с применением соответствующих спектральных методов разделения каналов [240].

Установлено также, что для минимизации эффекта увеличения текущей длительности импульса T_H под действием дисперсии следует наращивать пиковую мощность импульса в ξ раз.

Увеличение мощности импульса на ВОЛП с EDFA можно получить как увеличением мощности накачки на входе $P_{0,EDFA}$, так и наращиванием длины L_{EDFA} легированного световода (при меньшем $P_{0,EDFA}$). Первый случай обладает тем преимуществом, что мощность как входной, так и остаточной накачки также будет выше, а значит при совместной ее передаче с сигналом она эффективнее создает нелинейный режим преломления. Т.е. увеличение $P_{0,EDFA}$ в световодах перед разветвителем позволяет пропорционально усилить положительное чирпирование (соответственно уменьшить соотношение ω_H / ω_3 , где ω_H – получаемая круговая частота на переднем и ω_3 – на заднем фронте импульса).

Это, в свою очередь, позволяет уменьшить $\gamma_{1550}^{НЛ}$, а также и длину НЛ ОБ, если специализированный световод используется совместно с EDFA (при моделировании указанные световоды рассматриваются как единый световод с $\gamma_{1550}^{НЛ \rightarrow \text{эфф}}$), что может снизить себестоимость схемы.

Но имеется и недостаток первого способа (соответственно, преимущество второго способа). А именно – с ростом P_{EDFA} увеличивается и шум спонтанного усиленного излучения (ASE) [243], представляющего собой широкополосное излучение (в диапазоне длин волн усиления EDFA, т.е. от $\lambda_{\min} \approx 1530\text{нм}$ до $\lambda_{\max} \approx 1557\text{нм}$), уровень мощности P_{ASE} которого пропорционален $|A_{1550}|^2$. Так при наличии импульса, проходящего через EDFA, шум ASE выше, чем при отсутствии импульса, что позволяет говорить о мультипликативности рассматриваемого вида шума [243]. К мультипликативной составляющей возникающих помех также можно отнести и неизбежно возникающее отражение (от разветвителя, сварных швов, в т.ч. при стыковке EDFA, НЛ ОБ, DSF ОБ и прочее), амплитуда которого тем больше, чем выше мощность подаваемого излучения. Все это говорит о присутствии компромисса между $P_{0,EDFA}$, точнее P_{EDFA} , и L_{EDFA} .

Для выполнения оценки параметров сегмента, обеспечивающих средний вдоль z уровень отношения сигнал/шум в линии $S/N \geq 14$ дБ, примем к рассмотрению следующие эмпирические соотношения [243]:

$$P_{ASE} \approx \mu \cdot \sqrt{(P_{EDFA})^3} \text{ для входного информационного сигнала } |A_{1550}|^2 \sim 1 \text{ мВт};$$

$$\mu \approx \eta \cdot P_{0,EDFA} \left(1 + \frac{L_{EDFA}}{L_0} \right), \quad 10 \text{ м} \leq L_{EDFA} \leq 30 \text{ м} \quad (4.6)$$

Здесь η – размерный коэффициент (пока можно принять его значение ≈ 1); $L_0=10\text{м}$. Увеличение P_{ASE} с нарастанием L_{EDFA} остается практически незаметным для $P_{EDFA} \leq 30 \dots 35\text{мВт}$ и для $L_{EDFA} \leq 30\text{м}$. Уровень сигнала оценивался как $S \approx |A_{1550}|^2$ по длине ВОЛП от OLT до абонентского полукомплекта, включая – до радиооборудования RoF (сумма по всем ответвляемым сегментам).

Сравнивались три случая:

– значительная накачка EDFA, расположенного перед разветвителем, возможно, сопровождаемым НЛ ОБ и/или DSF ОБ (рис. 4.17 а);

- меньшая накачка EDFA перед разветвителем, обладающего значительной L_{EDFA} (рис. 4.17 б);
- накачка EDFA перед и после разветвителя (рис. 4.17 в).

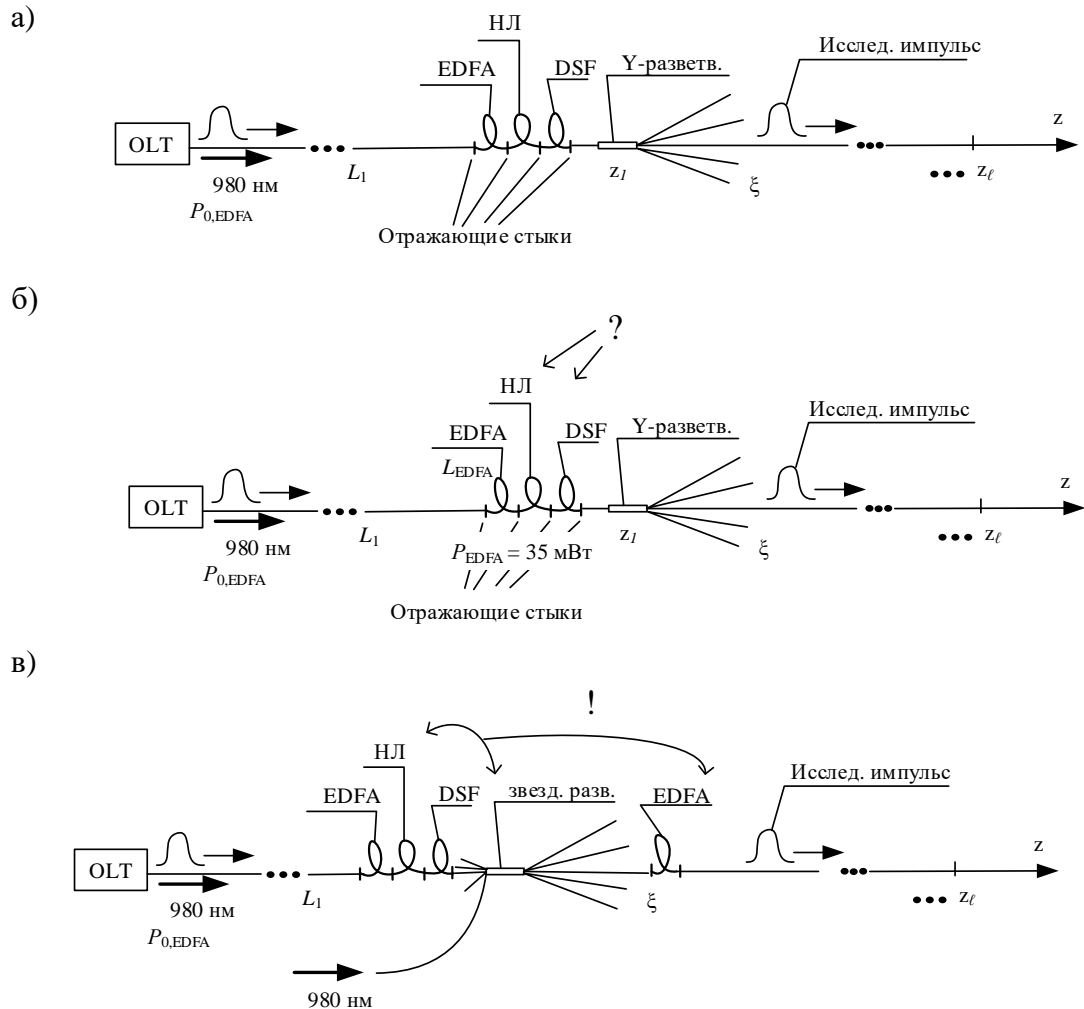


Рисунок 4.17 – Исследуемые сегменты: а) высокая накачка EDFA (варьируемые параметры – на первом этапе $P_{0,EDFA}$ (наибольшее значение величины – 70 мВт) и L_1 , на втором этапе – добавлением нелинейного режима и/или $\beta_{2,DSF}$); б) ограниченная накачка EDFA большей длины (варьируются – на первом этапе L_1 , L_{EDFA} ; на втором этапе – дополнительное применение НЛ ОБ, DSF); в) многократное использование EDFA (с $L_{EDFA} = 10$ м и $P_{EDFA} = 35$ мВт с исследованием эффективности повторного применения и НЛ ОБ, DSF). Использование НЛ ОБ совместно с EDFA моделировалось увеличением от $\gamma_{1550}^{НЛ}$ до $\gamma_{1550}^{НЛ \rightarrow \text{эфф}}$ на 10...12%

Уровень шума N определяется P_{ASE} и мощностью отраженного излучения P_{omp} , который суммируется по всем включенным (состыкованным) компонентам линии. Например, для ВОЛП по рисунку 4.16 в первом сегменте $z \leq z_1$ значение $P_{omp,1550} = 0,3\text{дБ} + 0,2\text{дБ} = 0,5\text{дБ}$, что соответствует отражению от сварного шва SMF-28 + EDFA и далее – EDFA + пиг-тайл разветвителя. Если добавляются НЛ ОБ и/или DSF ОБ, то количество стыков и уровень отраженного излучения соответственно увеличивается.

При определении P_{omp} предполагается, что отраженная волна не передается за разветвитель, например, из сегмента $z_1 \leq z \leq z_2$ в предыдущий сегмент $z \leq z_1$. Кроме того, не учитывается отражение от сварных швов SMF-28 + SMF-28, т.к. оно присуще любому варианту построения линии и практически (в технической задаче можно принять) не сказывается на определении искомых параметров сегмента. Отражение на длине волны 980 нм пропорционально мощности P_{EDFA} в зоне отражения: $P_{EDFA} = P_{0,EDFA} \cdot e^{-\alpha_{980} \cdot L}$, и нормируемого коэффициента отражения от соответствующего стыка.

Модель, представленная уравнениями (4.4) – (4.6) совместно с соотношением $A_{1550}|_{z>z_1} = \frac{1}{\xi} \cdot [A_{1550}] - \Delta A_{1550}$, учитывающим разветвление и отражение, не позволяла анализировать порядок размещения EDFA, НЛ и DSF, т.к. предполагается, что этими свойствами обладает единый световод.

В результате моделирования с привлечением пакета Maple 12 для интегрирования уравнений (4.4), (4.5) с учетом (4.6) для определения параметров сегментов, установлено, что для получения наибольшего положительного chirpирования импульса за разветвителем (т.е. минимум соотношения ω_{II} / ω_3) следует придерживаться параметров, представленных в таблице 4.2.

При этом $S/N \geq 14$ дБ; $\omega_{II} / \omega_3 \approx 0,92$, что обеспечивает неуширение импульса при его дальнейшем распространении в соответствии с (4.5) на протяжении 45...48 км на ВОЛП с $\beta_2 \cong -22\text{пс}^2/\text{км}$ и $n_{SMF,k} \cong 2,4 \cdot 10^{-21} \text{ м}^2/\text{Вт}^2$. В качестве пояснений к представленным в таблице 4.2 данным на рисунке 4.18 приведены графики зависимостей ω_{II} / ω_3 и S/N вдоль z . Нелинейный характер графиков, близкий к экспоненциальному, по-видимому, связан в основном с характером потерь излучения 980 нм в линии, сопровождающего информационный сигнал. Везде, кроме

случая дополнительно включенного EDFA, предпочтительной оказалась дистанционная подача накачки от OLT. Использование специализированных световодов может представлять интерес при разветвлении 1×12 и выше. При меньшем разветвлении в их применении нет необходимости ввиду того, что с одной стороны действие EDFA оказывается достаточным, а с другой стороны – дополнительные световоды – это дополнительные стыки, приводящие к увеличению отражений на ВОЛП.

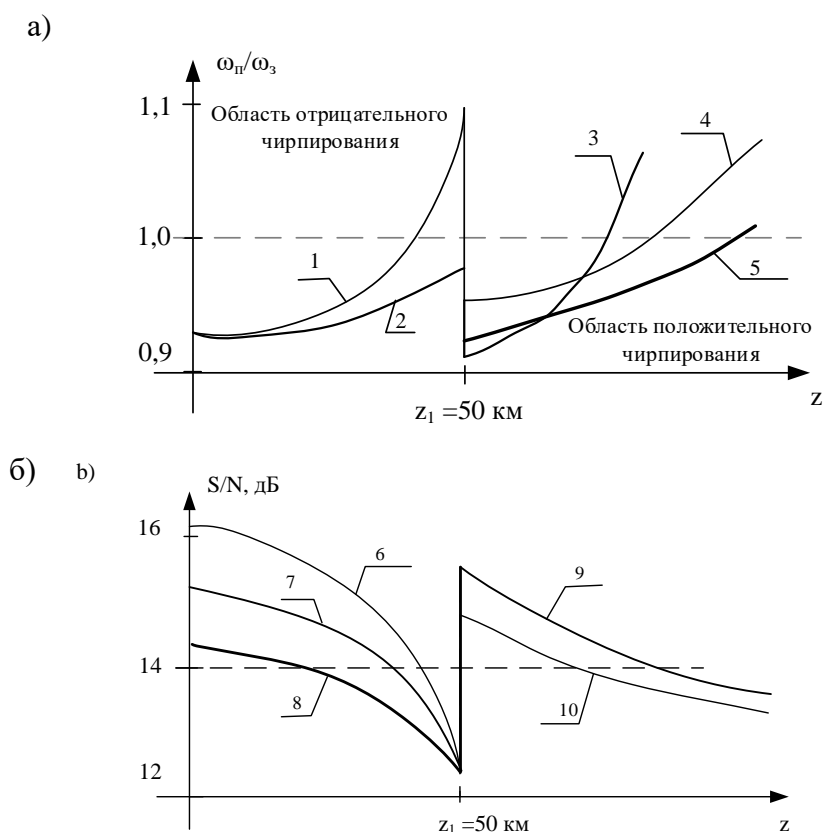


Рисунок 4.18 – Распределение параметров сигнала, распространяющегося вдоль ВОЛП: а) отношение ω_p/ω_z , определяющее чирпирование; б) отношение «сигнал/шум» S/N в линии: 1 и 6 – соотв. накачке $P_{0,EDFA}=70$ мВт; 2 и 8 – $P_{0,EDFA}=35$ мВт; 3 и 10 – соответствует «короткому» EDFA с $L_{EDFA}=10$ м с значительной накачкой $P_{0,EDFA}=70$ мВт; 4 – «длинный» EDFA с $L_{EDFA}=25$ м и небольшой накачкой $P_{0,EDFA}=35$ мВт; 5 и 9 – включение дополнительного EDFA с $L_{EDFA}=10$ м и $P_{0,EDFA}=35$ мВт после разветвителя; 7 – $L_{EDFA}=10$ м и $P_{0,EDFA}=45$ мВт

Таблица 4.2 – Рекомендуемые параметры разветвленных ВОЛП для сегментов xPON/MAN с информационно-управляющими ФИМД-сигналами

Разветвитель до 1×6	1×6 ... 1×12	Свыше 1×12 (иссл. до 1×24)
Y-разветвитель	Y-разветвитель	Звездообразный разветвитель
EDFA до разветвителя		Двойной EDFA
$L_{EDFA} = 10$ м и $P_{EDFA} = 35$ мВт	$L_{EDFA} = 18...25$ м и $P_{EDFA} = 35$ мВт ⁶⁷	Перед разветвителем $L_{EDFA} = 25$ м; после – 18 м; $P_{EDFA} = 35$ мВт
${}^{68}n_{НЛ,к} \cong 1...3 \times 10^{-17}$ м ² /Вт ²	$6...8 \times 10^{-17}$ м ² /Вт ²	$1...3 \times 10^{-17}$ м ² /Вт ²
$P_{ASE} \approx 0,11...0,15$ мВт	$P_{ASE} \approx 0,15...0,20$ мВт	$P_{ASE} \approx 0,20...0,30$ мВт

Полученные условия [246] для положительного chirпирования призваны обеспечить минимизацию искажения информационно-управляющего ФИМД-сигнала действием дисперсии на разветвленных ВОЛП при его передаче по сегментам xPON/MAN.

4.4. Моделирование QoS-показателей для сегмента MAN(xPON)-RoF с разветленно-коммутируемой ВОЛП-топологией и ФИМД-сигналами, и выработка рекомендаций по определению протокола маршрутизации

Приведенные выше (табл. 4.2) рекомендации получены для идеального случая состояния сети – в отсутствии остановов, битовых ошибок, задержек на реконфигурирование и т.д. Такое состояние является идеальным случаем и не реализуется на практике. Наличие ненулевого коэффициента битовых ошибок BER (вероятности – PE) и других отклонений от идеального QoS-состояния сети, включая реконфигурацию при динамической маршрутизации⁶⁹, неизбежно окажут влияние на передаваемые сигналы. Не только увеличение BER, но и неидентичная значимость бит в пакете, определяемая протоколом передачи, в результате ошибки по-разному будут сказываться на итоговом качестве приёма информационного сигнала. Таким образом, влияние ошибок на показатели качества обслуживания (QoS) определяется не только их количеством, но и положением в структуре

⁶⁷ Повышенная накачка в большей степени ухудшает ситуацию из-за нарастания ASE и отражений, чем улучшает; усиления лучше добиться увеличением длины и повышением эффективности НЛ ОВ.

⁶⁸ Предполагалось, что согласно [17], длина НЛ ОВ составляет ~ 10 м.

⁶⁹ Реконфигурация может начаться не обязательно до или после передачи пакета, но и в процессе его транспортировки.

передаваемой информационной единицы. Иначе говоря, критичность ошибки зависит от того, какой именно бит был искажен или утрачен.

Например, ошибки, затрагивающие служебные параметры, как правило, не оказывают значимого влияния на общие характеристики системы. Это обусловлено тем, что современные телекоммуникационные устройства функционируют в режиме непрерывной адаптации, автоматически корректируя параметры соединения и поддерживая требуемый уровень передачи даже при наличии отдельных нарушений. При этом искажения в пользовательской части пакета проявляются иначе. В отдельных случаях такие ошибки могут не фиксироваться системой, если их уровень не превышает допустимых значений. Однако при увеличении их числа активируются механизмы контроля, инициирующие повторную передачу данных. Подобные процессы не изменяют вероятность корректного восстановления информации в целом, но приводят к увеличению временных задержек и могут оказывать влияние на передачу ФИМД-сигналов. Наибольшую опасность представляют ошибки в управляющих полях, включая заголовок и адресную информацию (см. рис. 4.19). Нарушения в этих элементах способны привести к потере синхронизации, разрыву соединения или полной утрате пакета, особенно в режимах передачи без установления соединения. В таких ситуациях восстановление информации возможно только за счёт повторной передачи. Таким образом, надёжность доставки данных определяется не только параметрами канала, но и организацией структуры пакета, а также принципами функционирования протокольных механизмов, обеспечивающих обработку служебной информации.

Рассмотрим посылку из $N_{\Sigma} = 64$ бит. Часть битов $N^{(0)}$ может быть потеряна без снижения достоверности или скорости передачи благодаря CRC-коррекции [138, 139]; для рисунка 4.19 б это составляет 8 бит [247]. Для служебных сообщений (рис. 4.19а) потеря даже одного бита может нарушить передачу и вызвать автоматическую подстройку системы.

Биты $N^{(d)}$ – это те поля, ошибки в которых приводят к нарушению контрольной суммы и немедленной генерации запроса на повтор передачи без ожидания времени t_{zc} , после которого пакет считается недействительным (см. рис. 4.20). Для рисунка 4.19а) их 20, для 4.19б) – 50. Поля $N^{(p)}$ отвечают за доставку сообщения: ошибки в этих битах полностью блокируют получение. В случае по рисунку 4.19а) это 44 бита, для 4.19б) – 6 бит; после времени t_{zc} приёмная система инициирует повторную отправку (см. рис. 4.20).

Таким образом, обеспечение требуемой достоверности всегда увеличивает время доставки сообщений. Вероятность приёма без задержек можно определить через число бит, «разрешённых к потере», k_{pz} .

$$P_{д,1} = \frac{N^{(0)}}{N_{\Sigma}} \cdot (1 - PE) \cdot \frac{1}{k_{pz}}. \quad (4.7)$$

а)

Заголовок сообщения		Информационные элементы сообщения	Тип сообщения	Информация пользователя	Этикетка
Код пункта назначения	Код пункта отправления	Адреса вызываемой и вызывающей стороны			
6 бит	6 бит	16 бит	7 бит	13 бит	16 бит

← 125 мкс →

б)

Заголовок сообщения	Поля статуса уплотнения	Поля данных пользователя	Статус передачи	Статус кодирования, контрольные суммы	Статус примечаний (необязательная часть)
6 бит	8 бит	32 бита	3 бита	10 бит	5 бит

← 125 мкс →

Рисунок 4.19 – Иллюстрация структуры пакета данных а) служебная часть; б) пользовательский информационный блок

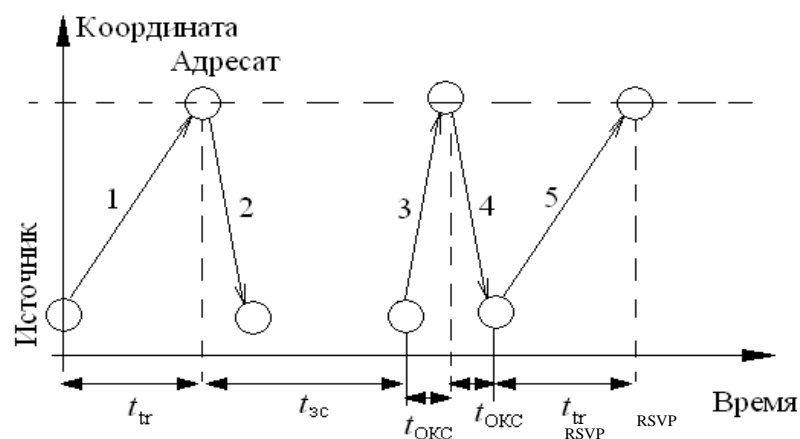


Рисунок 4.20 – Передача сообщения при битовых ошибках: 1 – отправка сигнала с ошибкой в $N^{(d)}$; 2 – запрос повторной передачи с ошибкой в $N^{(p)}$; 3 – служебный сигнал источника после $t_{зс}$; 4 – повторное уведомление от адресата; 5 – повторная отправка

Значение k_{pz} отражает число бит, потеря которых не влияет на точность восприятия данных; он принимает значения от 1 до $N^{(0)}$, а индекс 1 указывает на первый этап передачи. Вероятность запроса повторной отправки из-за ошибок или нарушения контрольной суммы определяется выражением:

$$P_{dw} = PE * (N^{(d)} + N^{(p)}) / N_{\Sigma}. \quad (4.8)$$

Процесс передачи с возможностью повторных попыток удобно рассматривать как последовательность независимых этапов, на каждом из которых осуществляется либо успешная доставка сообщения, либо инициируется очередной цикл пересылки. При этом запуск повторной передачи определяется корректностью приёма служебной информации. Вероятность того, что управляющее сообщение (запрос на повтор) будет принято без ошибок, может быть записана следующим образом: $P_d = (1 - PE)$. После этого формируется очередная попытка доставки полезной информации. Вероятность успешного завершения второго этапа (с учётом одного цикла взаимодействия) определяется как комбинация вероятностей безошибочной передачи и сценариев:

$$P_{d,2} = P_{d,1} + \frac{N^{(0)}}{N_{\Sigma}} \cdot (1 - PE) \cdot \frac{1}{k_{pz}} \cdot \left[\frac{N^{(d)}}{N_{\Sigma}} \cdot PE \cdot (1 - PE) + \frac{N^{(p)}}{N_{\Sigma}} \cdot PE \cdot (1 - PE)^2 \right], \quad (4.9)$$

здесь читывается, что при обнаружении ошибки по контрольной сумме обмен служебными сообщениями выполняется однократно, тогда как при полной потере пакета требуется два служебных взаимодействия. Для последующих попыток структура выражений сохраняется, однако вклад предыдущих неудачных передач накапливается. В частности, для третьего этапа можно записать:

$$P_{d,3} = P_{d,2} + \frac{N^{(0)}}{N_{\Sigma}} \cdot (1 - PE) \cdot \frac{1}{k_{pz}} \cdot \left[\frac{N^{(d)}}{N_{\Sigma}} \cdot PE \cdot (1 - PE) + \frac{N^{(d)}}{N_{\Sigma}} \cdot PE \cdot (1 - PE)^2 + \frac{N^{(p)}}{N_{\Sigma}} \cdot PE \cdot (1 - PE)^2 + \frac{N^{(p)}}{N_{\Sigma}} \cdot PE \cdot (1 - PE)^4 \right]^2, \quad (4.10)$$

Продолжая рассуждение, можно представить суммарную вероятность успешной доставки сообщения как сумму вкладов всех возможных попыток передачи. В этом случае соответствующий показатель качества обслуживания (QoS), связанный с достоверностью приёма при отсутствии ограничений по времени, описывается рядом:

$$P_{д,Σ} = \frac{N^{(0)}}{N_{Σ}} \cdot (1 - PE) \cdot \frac{1}{k_{pз}} \cdot \left\{ 1 + \frac{PE}{N_{Σ}} \sum_{j=1}^{\infty} \left[N^{(d)} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (1 - PE)^i + N^{(p)} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (1 - PE)^{2i} \right]^j \right\}. \quad (4.11)$$

Данное выражение (4.11) имеет структуру двойной геометрической прогрессии, причём её знаменатели меньше единицы, что обеспечивает сходимость. Тогда при неограниченном числе повторных передач итоговая вероятность может быть представлена в замкнутом виде:

$$P_{д,Σ} = \frac{\frac{1}{2} \cdot N^{(p)} + N^{(d)}}{\frac{1}{2 - PE} \cdot N^{(p)} + N^{(d)}} \cdot (1 - PE) \cdot \frac{N^{(0)}}{k_{pз}}. \quad (4.12)$$

Полученное выражение (4.12) позволяет определить значение QoS на основе экспериментально измеренной или рассчитанной вероятности ошибки PE . Следует отметить, что при стремлении PE к 0 величина $P_{д,Σ}$ стремится к 1, однако данный предельный случай достижим только при неограниченном числе повторных передач, что в реальных условиях не реализуется.

С увеличением числа итераций существенно возрастает время доставки информации $T_{аб}$, поскольку оно пропорционально количеству повторных попыток $P_{д,Σ}$. Это приводит к росту задержек и, в предельном случае, к деградации функционирования канала вплоть до его фактической остановки. Таким образом, задавая допустимое значение времени доставки $T_{аб}$, можно определить максимально допустимое число повторных передач и, соответственно, получить реалистичную оценку вероятности достоверного приёма $P_{д,реал}$.

Для получения численных результатов моделирования необходимо задаться протоколом маршрутизации, для которого известна модель задержек маршрутизации, т.к. расчет, представленный выше по соотношениям (4.7) – (4.12) справедлив для дополнительных задержек, учитывающих переключения. Выберем протоколы маршрутизации и сигнализации: BGP (Border Gateway Protocol), RSVP (Resource Reservation Protocol), OSPF (Open Shortest Path First) и INAP (Intelligent Network Application Protocol), функционирование которых обеспечивается сетевым ядром, построенным на базе IS-IS и IPv6.

Сопоставление этих протоколов разного функционального назначения (BGP/OSPF – маршрутизация, RSVP – резервирование, INAP – прикладной уровень) в единой модели возможно благодаря общему сетевому ядру на базе IS-IS и позволяет оценить влияние различных протокольных механизмов на задержки и достоверность передачи ФИМД-сигналов.

Дополнительная задержка, обусловленная протокольной обработкой (без учёта времени переключения), определяется как разность между фактической средней задержкой передачи сообщения T_p между удалёнными абонентами (сегменты А и В, см. рисунок 4.21) и нормативным⁷⁰ значением T_n , соответствующим идеализированному режиму работы оборудования [139]: $\Delta T = T_p - T_n$.

Для расчёта T_p используется усреднение межузловых задержек T_{ij} по всем парам абонентов, не являющихся соседними, где индексы i и j соответствуют сегментам А и В соответственно [247]:

$$T_p = \frac{1}{\gamma^*} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \gamma_{ij}^* \cdot x_{kl}^{(i,j)} \times \left\{ \frac{1}{\mu \bar{d}_{kl} - \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \gamma_{ij}^* \cdot x_{kl}^{(i,j)}} + \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \gamma_{ij}^* \cdot x_{kl}^{(i,j)} \cdot \langle \delta t_k \rangle + \langle H_{kl} \rangle \right\} \right\}. \quad (4.13)$$

В выражении (4.13) величина γ_{ij}^* равная $\gamma^* = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \gamma_{ij}^*$ характеризует входные потоки (сообщений/с). Здесь N — общее число узлов сети, а параметры $x_{kl}^{(i,j)}$ принимают значения в диапазоне от 0 до 1 и описывают распределение трафика между потоками. Параметр \bar{d}_{kl} , определяемый как математическое ожидание пропускной способности линии, зависит от её текущего состояния и возможных дестабилизирующих факторов. Величина μ задаёт длину пакета в битах. Также учитываются среднее время обработки одного бита на оборудовании узла k и усреднённая задержка передачи $\langle H_{kl} \rangle$.

⁷⁰ Параметр задаётся паспортом сегмента, либо принимается как среднестатистический из журнала эксплуатации.

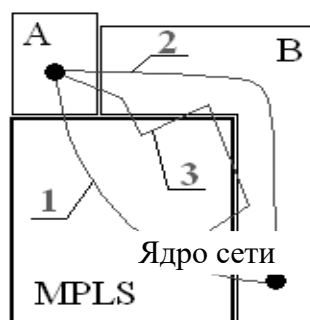


Рисунок 4.21 – Схема сети с пакетной коммутацией, технологическим сегментом А и сегментом В для связи с ядром MAN. Показаны три типа маршрутов: 1 – через ядро (MPLS); 2 – по наименее загруженным сегментам; 3 – через пассивную оптическую сеть с λ -коммутацией

Для расчета использовались значения: PE использовался для оценки стабильного состояния сети без нагрузочных всплесков; ESR отражал количество ошибок в секунду при автоматическом перенастройке сегментов, и коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками ($BBER$) [138] при выраженных пиковых нагрузках в сети. Предполагалось, что: $BER = 1 - P_{д,\Sigma}$; а соответствующие значения ESR и $BBER$ определялись на основании BER по методике [138]; значения $\langle \delta t_k \rangle$ и \bar{d}_{kl} определялись как средние значения по сегментам, а параметры $\langle H_{kl} \rangle = \Delta_{н,kl}$. В моделировании для каждого абонентского полукомплекта задавался поток⁷¹ с интенсивностью порядка 1000 сообщений в секунду, при этом средняя продолжительность одного сообщения составляла около 10 мс. Суммарная задержка определялась как сумма величин $T_{\Sigma} = \Delta T + T_{аб,доп}$, где $T_{аб,доп} = \nu \cdot P_{д,\Sigma}$.

Результаты численного моделирования, полученные с использованием разработанной программы (Приложение 2) [248, 249], представлены на рисунках 4.22 и 4.23. Исследование проводилось для асинхронной сети, включающей Ethernet-каналы и узлы агрегации трафика. При этом для транспортного уровня принималась скорость 1 Гбит/с, тогда как на абонентских сегментах технологического назначения она существенно ниже – в пределах 100–255 кбит/с, что характерно, например, для взаимодействия с внутритрубным измерительным устройством.

В результате выполненных расчетов было установлено, что при автоматической реконфигурации сети протоколы INAP и OSPF не обеспечивают передачу без повторов. Это увеличивает время ожидания у приёмника, снижает фактиче-

⁷¹ Для случаев пикового изменения трафика текущие значения интенсивностей рассчитывались пропорционально значению нагрузки, отображаемой системой мониторинга на рабочей станции.

скую скорость доставки и растягивает временные параметры чирпа. Дополнительно INAP, из-за отсутствия дейтаграммного режима [247], может приводить к частичной потере данных. В условиях пиковых нагрузок (см. рис. 4.23) маршрутизация вне MPLS-ядра, даже при использовании IS-IS и IPv6 (на рисунке 4.23 позиция 1), сопровождается ростом задержек передачи.

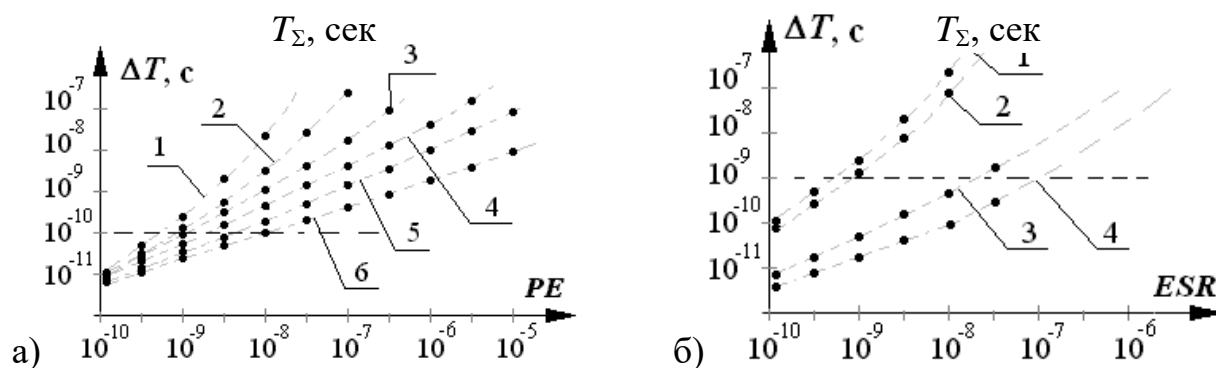


Рисунок 4.22 – Результаты моделирования, характеризующие

QoS-параметры времени в зависимости от коэффициента ложного считывания бита: а) коэффициенты, характеризующие систему, не являются функциями времени, при рассмотрении следующих протоколов: INAP (1), IS-IS (2), OSPF (3), IPv6 (4), RSVP (5) и BGP (6) ;б) с коэффициентами, зависящими от времени: IPv6 (1), IS-IS (2), BGP (3) и RSVP (4)

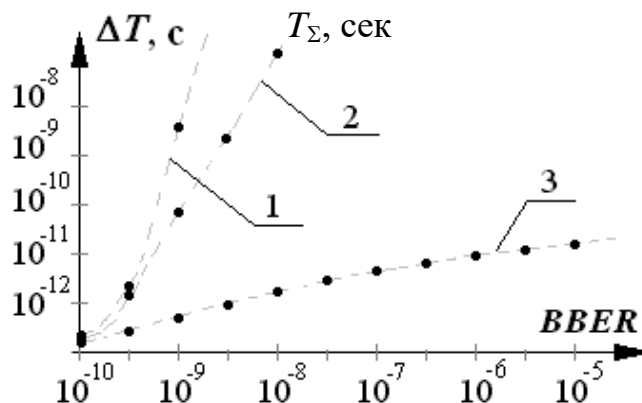


Рисунок 4.23 –Результат моделирования QoS-параметра времени в зависимости от коэффициента ложного считывания бита в пределах блока: IS-IS (1), IPv6 (2), BGP (3) и RSVP (4)

Значение параметра T_{Σ} остаётся высоким и при применении протокола BGP, поскольку при маршрутизации через ядро он выполняет ряд избыточных операций⁷² [247]. Более предпочтительным решением является использование RSVP, который благодаря механизму резервирования ресурсов обеспечивает более эффективную передачу. В связи с этим для случая исследуемой задачи рекомендуется выбирать именно этот протокол.

Для успешного применения в рамках RSVP предложенных средств управления уровня мультимплексорной секции необходимо для каждого конкретного случая (реальной сети) установить такую техническую возможность (т.е. можно или нельзя применить!). Под этим понимается, во-первых, определение диапазонов сетевых параметров, ответственных за успешность применения предложенного подхода. Во-вторых, анализ указанных параметров на конкретной сети, включая инструментальный мониторинг, на предмет попадания их в указанные диапазоны, либо разработка средств, обеспечивающих последнее. Таким образом, к параметрам, определяющим возможность применения метода, следует, главным образом, отнести:

1) существенность дисперсии групповых скоростей на данном сегменте ВОЛП, определяющих необходимость включения в ФИМД свойство их компенсации; и

2) уровень уже присутствующих на сегменте ошибок – нарушения временного интервала, выражающихся в девиации временного интервала (ДВИ) и максимальной ошибке временного интервала (МОВИ) [138].

По п. 1 необходимо заметить, что сложные искажения ФИМД-сигнала должны контролироваться не одним, а несколькими параметрами, а значит, при значительной ДГС не рекомендовано использовать в качестве средства передачи дополнительной информации. Это связано с тем, что под действием стохастической природы рассматриваемого явления, ФИМД-сигнал может непредсказуемо нарушиться, что вполне может привести к нарушению управления в системе.

По п. 2 – параметры ДВИ и МОВИ характеризуют стабильность поддержания тактового интервала, и должны быть инструментально измерены перед принятием решения о введении реконфигурируемой топологии сети. В противном

⁷² К одному из «лишних» действий можно отнести следующее. При скачкообразном изменении параметров все маршрутизаторы ядра обмениваются информацией о текущем состоянии между собой, обновляя тем самым маршрутные таблицы [247]. Но в указанном протоколе такой обмен информацией может заикливаться, перегружая тем самым линии и отнимая ресурс у маршрутизаторов. В отличие от этого, протокол RSVP запрещает повторное взаимодействие между смежными маршрутизаторами.

случае, как показано в результате моделирования, в определённой степени приводит к увеличению нестабильности, а значит – и к соответственному снижению достоверности приёма. Если и без этого нестабильность тактового интервала на сегменте значительная, то предложенное нововведение может привести не к улучшению, а к ухудшению итоговых QoS-показателей.

Результирующая эффективность применения предложенных методов на примере сети MESH (MANET – Mobile Ad hoc Network) по снижению задержек представлена в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Сравнение задержек в классической MANET и в сети с ДИФП-демультиплексором (оценки для роя БПЛА)

№	Сценарий / операция	Традиционная MANET	MANET с ДИФП
1	Аутентификация нового узла (RADIUS/802.1X)	100–500 мс	менее 1нс
2	Построение/перестройка маршрута при движении узлов	10–100 мс	0,01-1нс
3	Динамическое создание/удаление выделенной подсети	50–200 мс	< 10 нс
4	Коммутация одного пакета	10–100 мкс	< 1 нс
5	Передача видео с БПЛА	50–150 мс	< 10 мкс
6	Включение нового БПЛА в рой	200–1500 мс	< 1 мс
7	Восстановление связи после кратковременного разрыва	50–500 мс	< 10 нс
8	Доставка команды (1 пакет от командного пункта до БПЛА)	10–50 мс	< 1 мкс

В таблице приведены типовые значения задержек для основных операций в беспроводных децентрализованных самоорганизующихся сетях (MANET), характерных для тактических роев БПЛА. Для традиционной MANET задержки определяются необходимостью постоянного обмена служебными сообщениями между узлами: аутентификация новых устройств, согласование маршрутов при движении, восстановление связей после разрывов, перестройка логических групп и т. д. Каждая такая операция требует передачи нескольких пакетов, их обработки на каждом узле и повторного обмена при изменении топологии. В динамичной среде (рой БПЛА) суммарные задержки составляют от десятков микросекунд до секунд, причём наиболее длительные операции (аутентификация нового узла, полное восстановление сети после помехи) могут достигать сотен миллисекунд и более.

Для предлагаемого метода с ДИФП– демультимплексором управление переносится на физический уровень. Каждому узлу или группе узлов назначается уникальный чирп оптического сигнала. Передатчик с ФАР формирует луч, несущий данный чирп, а ДИФП за наносекунды переключает луч на нужное направление. Приёмник постоянно прослушивает «свой» чирп и мгновенно распознаёт адресованные ему пакеты без предварительного обмена служебными сообщениями. Аутентификация встроена в сам чирп (невозможно подделать без знания параметров и доступа к оптике). Смена логической подсети, маршрута или частотного канала происходит простым изменением параметра чирпа на передатчике – без перезапуска протоколов, без рассылки служебных пакетов и без пересчёта маршрутов.

4.5. Выводы к главе IV

1. Настоящая глава посвящена разработке подхода к построению адаптивного сегмента RoF для технологической связи с учетом специфики последней. Такие сегменты позволяют не только обеспечивать связь в разнообразных промышленных системах, но и внедрять современные подходы к обслуживанию, включая методы мониторинга и диагностики. Для внутритрубной передачи выбран высокочастотный радиоканал, что было обосновано анализом задач существующих информационных систем. Чтобы увеличить дальность радиолинии, предлагается использовать волноводный режим с мало затухающей модой H_{01} , а для задач мониторинга трубопровода – моду E_{11} , которой свойственно наибольшее наведение электрических токов в стенках.

2. Проведена оценка параметров радиолинии с учётом диаметров трубопровода, рабочих диапазонов частот и расчётной протяжённости линии передачи. Установлено, что эффективная дальность распространения сигнала определяется совокупным воздействием нескольких факторов: потерь в стенках трубопровода, связанных с токами утечки, рассеяния электромагнитных волн в среде распространения, а также возникновения дополнительных типов волн. Поскольку построение полной аналитической модели, учитывающей все перечисленные механизмы потерь, представляет значительную сложность, исследование выполнено с применением численных методов. В рамках моделирования проанализировано

изменение амплитуды сигнала в зависимости от среднего коэффициента затухания и геометрических размеров препятствий. Полученные результаты показали, что при реальных параметрах трубопроводной системы дальность радиосвязи может достигать порядка 100 м, тогда как при отсутствии среды распространения она увеличивается до 12–13 км. Такие значения соответствуют предъявляемым техническим требованиям. Все расчёты и моделирование выполнялись в программной среде HFSS.

3. Использование адаптивной RoF-технологии позволяет осуществлять подстройку радиочастоты (под заданный диаметр трубопровода) путем изменения сдвига оптической длины волны в RoF. Разработана схема оптическая принципиальная дуплексного адаптивного канала. Применение чирпа в рассматриваемой задаче обеспечивает управление внутритрубной радиолинией без привлечения компонентов уровня выше физического на технологической производственной площадке. Последнее хорошо согласуется с политикой производственной безопасности.

4. Проведен анализ работы разветвленных сегментов ВОЛП-RoF, типичных для городских сетевых окончаний. Выполнено моделирование таких участков для изучения поведения ФИМД, что позволило выработать рекомендации по оптимальной интеграции усилителей EDFA и организации подачи накачки. Основной акцент сделан на снижении искажений ФИМД и поддержании положительного чирпирования при рациональном использовании энергетических ресурсов линии. Полученные результаты показали, что разветвления существенно влияют на характеристики ФИМД, которую при необходимости можно корректировать под конкретные условия линии, включая возможность применения чирпированных сигналов для частичной компенсации ДГС линии.

5. В процессе исследований разработана модель для анализа параметров времени (задержек), что входит в систему QoS для сетей с пакетной коммутацией. В модели используются протоколы BGP, RSVP, OSPF, INAP, а также IPv6 и IS-IS как основа сетевого ядра. Рассматривался магистральный высокоскоростной участок и абонентский сегмент доступа, который может применяться для технологической сети. По результатам моделирования установлено, что при независимых от времени коэффициентах системы (т.е. при отсутствии нестационарности) лучшим по обеспечиваемым показателям качества следует признать BGP. Если воздействия надо представлять в виде функций времени с характерным масштабом по-

рядка длительности пакета, то протокол RSVP обеспечивает более высокие показатели качества системы.

Если топология MAN не реконфигурируется и при этом является сложно-разветвленной, то общая эффективность применения чирпа несколько снижается – за счет необходимости использования дополнительного оборудования (в частности, волоконно-оптических усилителей), а также подбора структуры сегментов (на которых должна реализовываться ФИМД-передача) исходя из полученных значений (см. табл. 4.2). Но здесь следует учитывать, что введение в эксплуатацию подобного оборудования выполняется разово (на весь срок эксплуатации), следовательно, после его окупаемости можно также говорить о двукратном увеличении эффективности ФИМД-сегмента MAN, обслуживающего представленную задачу.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты работы заключаются в следующем:

1. Разработан метод управления волоконно-оптическим пакетно-коммутирующим сегментом, основанный на применении процесса физического уровня с передачей управляющей информации в составе информационных пакетов в виде функции чирпа/ФИМД, что обеспечивает перенаправление пакетов и балансировку трафика в оптическом домене без задействования узлового коммутационного оборудования уровня ядра сети, и тем самым позволяет снизить задержки получения пакетов на приеме.

2. Разработана методика построения высокоизбирательного демультимплексора, основанная на неперестраиваемом волоконно-оптическом интерференционном многопортовом устройстве с применением ступенчато-скошенной структуры частотно-избирательного элемента (световодного гребенчатого зеркала) и уточнённым градиентом показателя преломления рабочей области устройства, базирующаяся на использовании служебной ФИМД-информации в коммутируемом сигнале, что позволяет перенаправлять пакеты на ВОЛП с параметрами, соответствующими стандартам оптических сетей, в диапазоне [$\sim 1,6 \cdot 10^5 \text{ нм} \leq \Delta\lambda \leq 5 \cdot 10^3 \text{ нм}$] и более в соответствующие выходные световоды без каскадного прохождения сигнала, и не менее, чем в 10 раз уменьшить коммутируемую λ -часть по отношению к применяемому в известных системах с полностью оптической пакетной коммутацией, и более, чем в 3 раза увеличить производительность указанных систем связи.

3. Разработана методика управления радиосегментом волоконно-радиоэфирной сети с применением процессов физического уровня, основанная на формировании заданного амплитудного (либо амплитудно-фазового) распределения для ФАР с применением разработанных: устройства преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для поступающего сигнала и устройства коммутации частей λ -канала на радиоизлучатели, обеспечивающая формирование динамических выделенных подсетей в радиосегменте без задействования традиционного телекоммуникационного ресурса для управляющей информации и привлечения настроек коммутационного оборудования канального и сетевого уровней.

4. Предложен метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала, базирующийся на волоконно-оптическом усилителе, легированном эрбием, и разработана методика моделирования параметров преобразователя, основанная на динамическом представлении параметров активной среды для режима минимального изменения (смещения) начального уровня усиления (расположения полки усиления), позволяющая определить параметры эрбиевого оптоволокна, обеспечивающие технически реализуемое преобразование: $\Delta P_s \cong 2,275 \times 10^{-4} [\text{Вт/нм}] \times \Delta \lambda$ вблизи $\lambda_0 = 1532$ нм.

5. Предложена архитектура ВОЛС с ФИМД-управлением, входящая в состав специализированных сетей, основанная на разработанных многоярусной топологии и требованиях к структуре сегмента и протоколу маршрутизации (по применению разнопутевых алгоритмов и степени узловых соединений), полученных в результате моделирования процессов физического, канального и сетевого уровней в разветвленном сегменте с пакетной коммутацией с учетом свойств передаваемого ФИМД-сигнала, что позволяет минимизировать искажения последнего. Применение сетевого сегмента с рекомендованными параметрами для ФИМД-управления обеспечивает возможность передачи наибольшего количества уплотненных каналов (для заданного ТС-ресурса) при поддержании нормативного уровня QoS и позволяет увеличить эффективность использования полосы пропускания до 2 раз, а задержки уменьшить в 5...6 раз.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Resource management in converged optical and millimeter wave radio networks: a review / Sahinel D., Rommel S., Monroy I. T. // *Applied Sciences*. – 2021. – Vol. 12, № 1. – P. 221. <https://doi.org/10.3390/app12010221>
2. 6G: Technology evolution in future wireless networks / Shafi M., Jha R. K., Jain S. // *IEEE Access*. – 2024. – Vol. 12. – PP. 57548-57573. DOI:10.1109/ACCESS.2024.3385230.
3. Optical Switching Data Center Networks: Understanding Techniques and Challenges / Xuwei Xue, Shaojuan Zhang, Bingli Guo, Wei Ji, Rui Yin, Bin Chen, Shanguo Huang // *Computer Networks and Communications*. 2023. Vol. 1. – PP. 272–291.
4. Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С. Технология и протоколы MPLS. СПб: БХВ-Петербург, 2005. 304 с.
5. Mukherjee B. *Optical Communication Networks*. Mc.Graw-Hill, 2005. 576 p.
6. Программы создания полностью оптических сетей [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://academy.kgtk.ru/it3/networking/all-optical-networks.html>
7. Полностью оптическая сеть – это [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.icecreamtutor.com/notes/industries/information-technology/all-optical-network/>
8. Использование технологии Radio-over-Fiber в системах связи / Виноградова И. Л., Головина Е. Ю. // Сборник научных статей по материалам XIII Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы науки и техники», Уфа. – 2023. – С. 84-88.
9. Находка для фотона: в РФ начнут производить приборы связи нового поколения [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://iz.ru/1786402/marianeduk/nahodka-dla-fotona-v-rf-nacnut-proizvodit-pribory-svazi-novogo-pokolenia>
10. Фотонные интегральные схемы для систем квантового распределения ключей [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://quantum-crypto.ru/articles/fotonnye-integralnye-skhemu-dlya-sistem-kvantovogo-raspredeleniya-klyuchey-chast1/>
11. Эволюция радиофотоники и перспективы её применения в радиолокации / Голов Н. А., Усачёв В. А., Боев С. Ф., Савченко В. П., Шулунов А. Н., Зубарев Ю. Б. // РТИ Системы ВКО – 2017: труды V Всерос. научно-техн. конф. конф. / МГТУ им. Н. Э. Баумана, Ин-т радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова, РАН. – М., 2018. – С. 292–320.
12. ФИС – фотонная интегральная схема [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://difralab.ru/contact-2/pic/>
13. Радиофотоника вместо электроники [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://nova1tech.com/blog/articles/radiofotonika-vmesto-elektroniki/>
14. Pragmatic OAM with polarization multiplexing transmission for future 5G ultra-high capacity radio / Sasaki E. et al. // 2016 46th European Microwave Conference (EuMC). – IEEE, 2016. – PP. 154-157. DOI: 978-2-87487-043-9.

15. Mode division multiplexing communication using microwave orbital angular momentum: An experimental study / Zhang W. et al. //IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2016. – Vol. 16, № 2. – PP. 1308-1318.
16. Radio-over-fiber transmission using vortex modes / Tatarczak A. et al. // 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP). – IEEE, 2015. – PP. 1-3.
17. Agrawal G. P. Nonlinear fiber optics. Boston: AcademicPress, 2009. 466p.
18. Компенсация хроматической дисперсии в высокоскоростных DWDM системах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://inner.su/articles/kompensatsiya-khromaticheskoy-dispersii-v-vysokoskorostnykh-dwdm-sistemakh/>
19. Семиков С.А. Методы компрессии лазерных импульсов: учебно-методический материал. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2011. – 48 с.
20. К вопросу использования функции чирпа для задач управления в оптическом канале систем связи / Виноградова И.Л., Головина Е.Ю., Султанов А.Х. // «Оптические технологии в телекоммуникациях» ОТТ-2024 Материалы XXII Международной научно-технической конференции (г. Самара, 06 – 08 ноября 2024 г.). – Самара: ПГУТИ, 2024. – С. 8-9.
21. «Fibre/Radio» for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network / Cooper J. // Electronics Letters. – 1990. –Vol. 26, № 24.– PP. 2054-2056.
22. A survey on Radio over Fiber (RoF) for wireless broadband access technologies/ Karthikeyan R., Prakasam S. // International Journal of Computer Applications, 2013. – Vol. 64, №12.– PP. 14-19.
23. Radio over Fiber: Future Technology of Communication / Vyas A.K., Agrawal N. // International Journal of Emerging Trends and technology in Computer Science.2012. Vol. 1, № 2. – PP. 233-237.
24. Бурдин, А. В. Проектирование и строительство ВОЛП : учебник / Бурдин А. В., Бурдин В. А., Дашков М. В., Попов Б. В., Попов В. Б. – Самара : ПГУТИ, 2022. – 227 с.
25. Волоконно-оптические системы передачи: вопросы оценки работоспособности / А.Х. Султанов, Р.Г. Усманов, И.А. Шарифгалиев, И.Л. Виноградова. М.: Радио и связь, 2005. – 372 с.
26. Синтез двухчастотного излучения и его применение в волоконно-оптических системах распределенных и мультиплексированных измерений / Морозов О. Г., Айбатов Д. Л., Садеев Т. С. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2010. – Т. 13. – № 3. – С. 84-91.
27. Решения по построению перспективных защищенных систем подвижной радиосвязи / Белицкий А.М., Букашкин С.А. // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-14: Материалы XV Международной научно-технической конференции (Казань, 18 – 21 ноября 2014 г.). – Т. 1. – Казань: Изд. КГТУ, 2014. – С.212-214.

28. Полностью оптическая сеть – это ...[Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://academy.kgtk.ru/it3/networking/all-optical-networks.html>

29. К вопросу построения полностью оптических сетей / Головина Е.Ю. // Всероссийская научно-практическая конференция «Инновационные технологии и решения в промышленности». Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции (с международным участием). Ишимбай-Стерлитамак, 2024. – С. 350-353.

30. Solomon Tesfay Abraha. Impulse Radio Ultra Wideband over Fiber Techniques for Broadband In-Building Network Application. Ph. D. thesis. –2012.

31. Haymen Shams. Radio over Fiber Distribution Systems for Ultra Wideband and Millimetre wave Applications. Ph. D. thesis. – 2011.

32. Существующие принципы и схемы построения систем связи категории Radio-over-Fiber / Виноградова И. Л. , Головина Е. Ю. // Концепция устройства современного мира в эпоху цифры: сборник научных трудов по материалам Международного научного форума, Москва, 15 декабря 2023 года. – Москва: Алэф, 2023. – С. 83-87.

33. Приложение к решению ГКРЧ от 15 декабря 2009 г. № 09-05-02. Сверхширокополосные беспроводные устройства. – 2009. – 2 с.

34. Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission, FCC 02-48, 2009. – 118 p.

35. Конвертирование вихревых пучков оптического диапазона в радиодиапазон на основе нелинейной генерации разностной частоты / Багманов В.Х., Султанов А.Х., Гизатулин А.Р., Мешков И.К., Кук И.А., Грахова Е.П., Абдрахманова Г.И., Виноградова И.Л. // Компьютерная оптика. – 2019 – Т. 43, № 6.– С. 983-991. DOI: 10.18287/2412-6179-2019-43-6-983-991.

36. Hybrid radio over fiber system for generation and distribution of UWB signals / Kaszubowska-Anandarajah A., Perry P., Barry L. P. // 2008 10th Anniversary International Conference on Transparent Optical Networks. – IEEE, 2008. – Vol. 4. – PP. 82-85.

37. Experimental study of wireless part of laboratory bench, implementing IR-UWB Radio-over-Fiber system / Meshkov I.K., Sultanov A.K., Vinogradova I.L., Grakhova E.P., Abdrakhmanova G.I., Andrianova A.V., Ishmyarov A.A., Voronkov G.S. // Optical Technologies for Telecommunications 2016. – SPIE, 2017. – Vol. 10342. – PP. 74-82.

38. Mobile Edge Computing Meets mmWave Communications: Joint Beamforming and Resource Allocation for System Delay Minimization / Zhao C., Cai Y., Liu A., Zhao M., Hanzo L. // IEEE Trans. Wirel. Commun. 2020. –Vol 19. –PP. 2382–2396.

39. Outdoor W-Band Hybrid Photonic Wireless Link Based on an Optical SFP+ Module / Simon Rommel, ŁukaszChorchos, Elizaveta P. Grakhova, Albert Kh. Sultanov, Jarosław P. Turkiewicz, Juan José Vegas Olmos, and Idelfonso Tafur Monroy // IEEE Photonics technology lett, Vol. 28, № 21, – 2016.

40. 15Gbit/s duobinary transmission over a W-band radio-over-fiber link / Rommel S., Olmos J. J. V., Monroy I. T. // 2016 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO). – IEEE, 2016. – PP. 197-200.
41. Reconfigurable radio access unit for DWDM to W-band wireless conversion / Łukasz Chorchos, Simon Rommel, Jarosław P. Turkiewicz, Idelfonso Tafur Monroy, and Juan Jos'e Vegas Olmos // IEEE Photonics technology letters. – 2017. – Vol. 29, № 6. – PP. 489-492.
42. W-band real-time transmission utilizing a reconfigurable RAU for NG-PON networks / Łukasz Chorchos, Jarosław P. Turkiewicz, Simon Rommel, Idelfonso Tafur Monroy, Juan José Vegas Olmos, Sandis Spolitis // 2016 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO). – IEEE, 2016. – PP. 66-69.
43. Channel Characterization for High-Speed W-Band Wireless Communication Links / Simon Rommel, Lucas Costa Pereira Cavalcante, J. J. Vegas Olmos, Idelfonso Tafur Monroy, Alexander Galvis Quintero // 2015 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC). – IEEE, 2015. – PP. 1-3.
44. Optical switching will innovate intra data center networks [Invited Tutorial] / Sato K. // Journal of Optical Communications and Networking. 2023. – Vol. 16, № 1. – PP. A1-A23.
45. A novel design of optical switch based on guided mode resonances in dielectric photonic crystal structures / Rehman A. U. et al. // Photonics. – 2022. – Vol. 9, №8. – P.580.
46. All optical switching and associated technologies: a review / Sasikala V., Chitra K. // Journal of Optics. 2018. – Vol. 47. – PP. 307–317.
47. Телекоммуникационный термин «Fronthaul» // Википедия: свободная энциклопедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://en.wikipedia.org/wiki/Fronthaul>.
48. Realizing Dynamic Optical Networking/ Baldi M., Ofek Y. // Optical Networks Magazine, Special Issue «Dynamic Optical Networking: around the Corner or Light Years Away?». 2023. – Vol. 4, № 5. – PP. 100-111.
49. A scalable approach for supporting streaming media: Design, implementation and experiments / Agrawal D. et al. // 12th IEEE Symposium on Computers and Communications. IEEE, 2007. –PP. 211-217. DOI: 10.1109/ISCC.2007.4381589.
50. Fractional lambda switching principles of operation and performance issues / Baldi M., Ofek Y. // Simulation. 2004. –Vol. 80, № 10. –PP. 527-544.
51. David R. Follett, David L. Sobin. Optical backplane. Патент США № 4870637А. Оpubл. 24.12.1987. <https://patents.google.com/patent/US4870637A/en>.
52. Transforming Network Architectures with VMware NSX-T Data Centre: A Deep Dive into Software-Defined Networking for Multi-Cloud Environments / Jorepalli S. // Applied Science and Engineering Journal for Advanced Research. – 2025. – Vol. 4, № 1. – PP. 7-12.
53. Viet-Thang Nguyen. Fractional Lambda Switching - Node Design and Time-blocking Analysis. Universit` degli Studi di Trento. Ph. D. thesis. 2007.
54. Fractional lambda switching [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://en.wikipedia.org/wiki/Fractional_lambda_switching

55. Fractional Lambda Switching/spl trade / Baldi M., Ofek Y. //2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No. 02CH37333). – IEEE, 2002. – Vol. 5. – PP. 2692-2696.
56. Scalable fractional lambda switching: A testbed / Baldi M. et al. //Journal of Optical Communications and Networking. – 2011. – Vol. 3, № 5. – PP. 447-457.
57. Fractional lambda switching for flexible bandwidth provisioning in WDM networks: principles and performance / Grieco D., Pattavina A., Ofek Y. //Photonic Network Communications. – 2005. – Vol. 9, № 3. – PP. 281-296.
58. SOA-based optical switches / Assadihaghi A., Teimoori H., Hall T. J. // Optical Switches. – Woodhead Publishing, 2010. – PP. 158-180.
59. Trends in optical switching techniques: a short survey / Maier M., slein M. // IEEE network. – 2008. – Vol. 22, №. 6. – PP. 42-47.
60. Оптоэлектронные коммутаторы на основе полупроводниковых оптических усилителей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/opticheskie-linii-svyazi-i-passivnye-komponenty-vosp/13-opticheskie-kross-kommutatory/13-5-optoelektronnye-kommutatory-na-osnove-poluprovodnikovyykh-opticheskikh-usilitelej>
61. Variable delay line for phased-array antenna based on a chirped fiber grating / Ortega B. et al. //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 48, № 8. – PP. 1352-1360.
62. Optical Beamforming Networks Based on Broadband Optical Source and Chirped Fiber Grating / Bo Zhou, Xiaoping Zheng, Xianbin Yu, Hanyi Zhang, YiliGuo, and Bingkun Zhou // IEEE Photonics technology letters. – 2008. – Vol. 20, № 9. – PP. 733-735.
63. Novel Ring Resonator-Based Integrated Photonic Beamformer for Broadband Phased Array Receive Antennas - Part I: Design and Performance Analysis / ArjanMeijerink, Chris G. H. Roeloffzen, Roland Meijerink, LeimengZhuang, David A. I. Marpaung, Mark J. Bentum, Maurizio Burla, Stude, JacoVerpoorte, Pieter Jorna, AdriaanHulzinga, and Wim van Etten // Journal of lightwave technology. – 2009. – Vol. 28, № 1. – PP. 3-18.
64. Novel Ring Resonator-Based Integrated Photonic Beamformer for Broadband Phased Array Receive Antennas - Part II: Experimental Prototype / LeimengZhuang, Chris G. H. Roeloffzen, ArjanMeijerink, Maurizio Burla, David A. I. Marpaung, Arne Leinse, Marcel Hoekman, René G. Heideman, and Wim van Etten // Journal of lightwave technology. – 2010. – Vol. 28, № 1. – PP. 19-31.
65. Hybrid approach for optical beamforming for phased array / Alphones A., Thai P. Q. //2010 Asia-Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2010. – PP. 311-317.
66. Photonic True-Time Delay Beamforming Based on Polarization-Domain Interferometers / Miguel V. Drummond, Paulo P. Monteiro, and Rogério N. Nogueira // Journal of lightwave technology. – 2010. – Vol. 28, № 17. – PP. 2492-2498.
67. Squint-Free Beamsteering Demonstration using a Photonic Integrated Beamformer based on Optical Ring Resonators / M. Burla, M. R. H. Khan, D. A. I. Marpaung, C. G. H. Roeloffzen, P. Maat, K. Dijkstra, A. Leinse, M. Hoekman,

R. Heideman // 2010 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics. – IEEE, 2010. – PP. 401-404.

68. Separate Carrier Tuning Scheme for Integrated Optical Delay Lines in Photonic Beamformers / Maurizio Burla, Muhammed R. H. Khan, David A. I. Marpaung, Leimeng Zhuang, Chris G. H. Roeloffzen, Arne Leinse, Marcel Hoekman, René Heideman // 2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2011 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference. – IEEE, 2011. – PP. 65-68.

69. Microcomb-Based True-Time-Delay Network for Microwave Beamforming With Arbitrary Beam Pattern Control / XiaoxiaoXue, Yi Xuan, Chengying Bao, Shangyuan Li, Xiaoping Zheng, Bingkun Zhou, Minghao Qi, and Andrew M. Weiner // Journal of lightwave technology. – 2018. – Vol. 36, № 12. – PP. 2312-2321.

70. Fast Optical Beamforming Architectures for Satellite-Based Applications / Vidal B., Mengual T., Martí J. // Advances in Optical Technologies. – 2012. – Vol. 2012, № 1. – P. 385409.

71. Multiwavelength-Integrated Optical Beamformer Based on Wavelength Division Multiplexing for 2-D Phased Array Antennas / Maurizio Burla, David A. I. Marpaung, Leimeng Zhuang, Muhammad Rezaul Khan, Arne Leinse, Willem Beeker, Marcel Hoekman, René G. Heideman, and Chris G. H. Roeloffzen // Journal of lightwave technology. – 2014. – Vol. 32, № 20. – PP. 3509-3520.

72. Многоканальная волоконно-оптическая система распределения синхросигнала в активных фазированных антенных решетках / Чиж А. Л., Шев С. А. // Труды Института физики НАН Беларуси. – 2018. – С. 257-262.

73. Антенная решетка на основе линзы Ротмана / Зеленин И.А., Ков А.Г., Фёдоров С.М. // Радиоэлектроника и системы связи. – 2012 – №3. – С.31-37.

74. Rotman Lens-Based Circular Array for Generating Five-mode OAM Radio Beams / Xu-Dong Bai, Xian-Ling Liang, Jian-Ping Li, Kun Wang, Jun-Ping Geng & Rong-Hong Jin // Scientific reports. – 2016. – Vol. 6, № 1. – P. 27815.

75. A Beam Switching Array Based on Rotman Lens for MIMO Technology / Hung-I Lin, Wen-Jiao Liao // 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – IEEE, 2012. – Vol. 2. – PP. 1-4.

76. Фазированные антенные решетки с оптическим управлением / Братчиков А. Н., Воскресенский Д.И., Садеков Г.А. // 10th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». 11–15 September. Sevastopol, CriMiCo'2000 Organizing Committee; Weber Co. IEEE Catalog Number: 00EX415. – 2000. – С. 29-32.

77. Щука А. А. Электроника. Учебное пособие / Под ред. проф. А. С. Сигова. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 800 с.

78. Optical Techniques for Reconfiguring Microwave Phased Arrays / Nils V. Jespersen, Peter R. Herczfeld // IEEE Transactions On Antennas And Propagation. – 1990. – Vol. 38, №7. – PP. 1054 - 1058.

79. Tapered Multi-Beam Arrays via an Optically Power-Efficient Photonic Architecture / Joseph C. Deroba, Garrett J. Schneider, Christopher A. Schuetz, and Dennis W. Prather // Journal of Lightwave Technology. – 2018. – Vol. 36, № 11. – PP. 2259-2270.

80. Programmable terahertz chip-scale sensing interface with direct digital reconfiguration at sub-wavelength scales / Wu X., Lu H., Sengupta K. // *Nature communications*. – 2019. – Vol. 10, № 1. – P. 2722.

81. Оптическая фазированная антенная решетка / Бабайлов А.А., Даниленко Д.А., Воронцов Л.В., Верба В.С. // Патент РФ № 0002552142, 10.06.2015, <https://edrid.ru/rid/216.013.508d.html>.

82. A Single-Chip Optical Phased Array in a 3D-Integrated Silicon Photonics / 65nm CMOS Technology / Taehwan Kim, PavanBhargava, Christopher V. Poulton, Jelena Notaros, Ami Yaacobi, Erman Timurdogan, Christopher Baiocco, Nicholas Fahrenkopf, Seth Kruger, Tat Ngai, YuktaTimalsina, Michael R. Watts, Vladimir Stojanovic // 2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference-(ISSCC). – IEEE, 2019. – PP. 464-466.

83. Анализ существующих методов оптического управления фазированными антенными решетками / Виноградова И. Л., Головина Е. Ю // *Современные вопросы устойчивого развития общества в эпоху трансформационных процессов : Сборник материалов XIV Международной научно-практической конференции*, Москва, 25 декабря 2023 года. – Москва: ООО "Издательство АЛЕФ", 2023. – С. 125-133.

84. Building 5G Millimeter-Wave Wireless Infrastructure / A. Bart Smolders, Aleksei Dubok, Netsanet M. Tessema, Zhe Chen, Ali Al-Rawi, Ulf Johannsen, Thomas Bressner, Dusan Milosevic, Hao Gao, Eduward Tangdiongga, Giampiero Gerini, Peter G.M. Baltus, Marcel Geurts, and A.M.J. (Ton) Koonen // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2019. – Vol. 61, № 2. – PP. 53-62.

85. Implementation of logical subnets using VLAN ID in an IWLAN through VAP in Wireless PROFINET / Aranda-Egusquiza S., Rojas-Moreno A. // 2019 IEEE XXVI International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON). – IEEE, 2019. – PP. 1-4.

86. A Survey of Emerging Techniques for Large Networks of Virtual Local Area Networks (VLANs) with Benefits and Limitations / Shaik A. // *International Journal of Current Engineering and Technology*. – 2024. – Vol.14, № 6. – PP. 478 – 486.

87. Стандарт IEEE 802.1Q // Википедия: свободная энциклопедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.1Q

88. Analysis of Virtual Local Area Networking Technology / Zhang Z. // 2016 6th International Conference on Machinery, Materials, Environment, Biotechnology and Computer. – Atlantis Press, 2016. – PP. 2271-2275.

89. VLAN technology application research based on campus network security / Fu W. H., Lu A. X. // *Applied Mechanics and Materials*. – 2012. – Vol. 220. – PP. 2945-2948.

90. Principle and Networking Application of Dynamic VLAN Based on MAC Address / Weichuan C. // *Computer and modernization, China*. – 2007. – PP. 107-109.

91. Dynamic VLAN-tagging approach for IoT Network Segmentation and ad-hoc Connectivity / Kahmann F., Dreyer J., Toenjes R. // *Mobile Communication-Technologies and Applications; 27th ITG-Symposium*. – VDE, 2023. – PP. 55-60.

92. Virtual local area network (vlan): Segmentation and security / deha A. et al. // The Third International Conference on Computing Technology and Information Management (ICCTIM2017). – 2017. – Vol. 78. – P. 89.

93. 802.1 X and EAP evaluations in wired and wireless networks / Fahsi M. et al. // Studies in Engineering and Exact Sciences. – 2024. – Vol. 5, № 2. – PP. e10857-e10857.

94. IEEE 802.1 X Authentication and Security Mechanisms in Modern Networks / Akshay C. et al. // 2025 4th International Conference on Advances in Computing, Communication, Embedded and Secure Systems (ACCESS). – IEEE, 2025. – PP. 679-686.

95. Common Causes of Slow IntraVLAN and InterVLAN Connectivity in Campus Switch Networks. Технический документ Компании Cisco [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.static-cisco.com/c/zh_tw/support/docs/lan-switching/virtual-lans-vlan-trunking-protocol-vlans-vtp/23637-slow-int-vlan-connect.html#three_causes

96. Virtual Local Area Network for Optimizing Network Performance using Simplified Form of Action Research / Abdillah M. F., Wijayanto A., Pamungkas W.H. // Journal of Applied Informatics and Computing. – 2025. – Vol. 9, № 4. – PP. 1897-1905.

97. Implementation and Performance Analysis of Time-Determined Forwarding and Queuing Functions Based on IEEE 802.1 Qav / Do Y. S., Kim M. H., Jeon J. W. // 2022 16th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM). – IEEE, 2022. – PP. 1-6.

98. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Virtual Bridged Local Area Networks Amendment 12: Forwarding and Queuing Enhancements for Time-Sensitive Streams, in IEEE Std 802.1Qav-2009 (Amendment to IEEE Std 802.1Q-2005). – 5 Jan. 2010. – PP.1-72.

99. Основы технологии DWDM // Компания Т8 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://t8.ru/upload/iblock/213/bpaphrарx7a89we9in5xc7cf8e86o4a1/T8_DWDM_basic_web.pdf

100. Ultrafast optical switching using photonic molecules in photonic crystal waveguides / Zhao Y. et al. // Optics express. – 2015. – Vol. 23, № 7. – PP. 9211-9220.

101. Ultrafast all-optical switching / Chai Z. et al. // Advanced Optical Materials. – 2017. – Vol. 5, № 7. – P. 1600665.

102. Ono M. et al. Ultrafast and energy-efficient all-optical switching with graphene-loaded deep-subwavelength plasmonic waveguides // Nature Photonics. – 2020. – Vol. 14, № 1. – PP. 37-43.

103. Ultrafast low-energy all-optical switching / Rutckaia V., Schilling J. // Nature Photonics. – 2020. – Vol. 14, № 1. – PP. 4-6.

104. Novel flat datacenter network architecture based on scalable and flow-controlled optical switch system / Wang Miao, Jun Luo, Stefano Di Lucente, Harm Dorren, and Nicola Calabretta // Optics Express. 2024. – Vol. 22, № 3. – PP. 2465-2472. DOI:10.1364/OE.22.002465.

105. High-performance silicon arrayed-waveguide grating (de) multiplexer with 0.4-nm channel spacing / Shen X. et al. // *Advanced Photonics Nexus*. – 2024. – Vol. 3, № 3. – PP. 036012-036012.
106. Silicon microring resonators / Bogaerts W. et al. // *Laser & photonics reviews*. – 2012. – Vol. 6, № 1. – PP. 47-73.
107. An optical demultiplexer based on photonic crystal ring resonators / Mehdizadeh F., Soroosh M., Alipour-Banaei H. // *Optik*. – 2016. – Vol. 127, № 20. – PP. 8706-8709.
108. Eight-channel all-optical demultiplexer based on photonic crystal resonant cavities / Talebzadeh R. et al. // *Optik*. – 2017. – Vol. 140. – PP. 331-337.
109. Design of arrayed-waveguide grating routers for use as optical OFDM demultiplexers / Lowery A. J. // *Optics Express*. – 2010. – Vol. 18, № 13. – PP. 14129-14143.
110. Demultiplexer for optical orthogonal frequency-division multiplexing using an optical fast-Fourier-transform circuit / Takiguchi K. et al. // *Optics letters*. – 2009. – Vol. 34, № 12. – PP. 1828-1830.
111. Experimental demonstration of dynamic high-speed equalization of three WDM channels using acoustooptic modulators and a wavelength demultiplexer / Cai J. X. et al. // *IEEE Photonics Technology Letters*. – 1997. – Vol. 9, № 5. – PP. 678-680.
112. Polarization-insensitive EDG demultiplexer combined with a polarization beam splitter / Li C. et al. // *Optics Letters*. – 2023. – Vol. 48, № 16. – PP. 4360-4363.
113. Design and optimization of all-optical demultiplexer using photonic crystals for optical computing applications / SankarRao D. G. et al. // *Journal of Optical Communications*. – 2024. – Vol. 44, № s1. – PP. s197-s202.
114. Современный волоконно-оптический коммутатор на основе мультиплексирования и демультимплексирования / Толстова Д. В., Гриднева Г. Н. // *Российская научно-техническая конференция с международным участием. Оптические технологии, материалы и системы (Оптотех-2018)*. – 2018. – С. 178-182.
115. Distributed etched diffraction grating demultiplexer with flat-top insertion loss envelope / Jafari A., Kirk A. // *IEEE Photonics Journal*. – 2011. – Vol. 3, № 4. – PP. 748-755.
116. Способ подключения антенных излучателей для RoF с применением оптического устройства и методика расчёта его параметров / Султанов А. Х., Виноградова И. Л., Мешков И. К., Андрианова А. В., Абдрахманова Г. И., Ишмияров А. А., Янтилина Л. З. // *Компьютерная оптика*. – 2015. – Т. 39, № 5. – С. 728–737.
117. Method of RoF-network segment control using chirped optical pulses / Vinogradova I. L., Golovina E. U., Gizatulin A. R., Meshkov I. K., Filatov P. E., Komissarov A. M. // *In Optical Technologies for Telecommunications*. – 2023. – Vol. 13168. – PP. 51-62.
118. Характеристики двухрезонаторного интерферометра Фабри-Перо / Виноградова И. Л. // *Радиотехника*. – 2002. – № 6. – С. 33-39.

119. Устройство для разветвления и чирпирования оптических сигналов/ Абдрахманова Г. И., Андрианова А. В., Виноградова И. Л., Грахова Е. П., Зайнуллин А. Р., Ишмияров А. А., Мешков И. К., Султанов А. Х., Чириков Р. Ю.// Патент на полезную модель RUS 163995 U1, от 08.02.2016. Оpubл. 20.08.2016.
120. Скоков И. В. Многолучевые интерферометры в измерительной технике. М.: Машиностроение, 1989. – 256 с.
121. Подход к получению 3D-наноструктурного двухфазного ситаллового стекла, основанный на интенсивном кручении под высоким давлением / Андрианова А. В., Виноградова И. Л., Султанов А. Х, Мешков И. К., Абдрахманова Г. И, Грахова Е. П., Ишмияров А. А, Янтилина Л. З. // Компьютерная оптика. –2016. – Т. 40, № 4. –С. 489-500. DOI: 10.18287/2412-6179-2016-40-4-489-500.
122. Nanosecond optical switching and control system for data center networks / Xue X., Calabretta N. // Nature communications. –2022. –Vol. 13, № 1. – P. 2257.
123. A critical review of optical switches / Singh O., Paulus R. // Journal of Optical Communications. – 2023. – Vol. 44, № 1. –PP. 349–358.
124. Nanosecond precision time synchronization for optical data center networks / Lei Y. et al. // Sigcoom 2025 Conference. – 2025. DOI:10.1145/3744969.3748412
125. Orbital Angular Momentum Radiation from Circular Patches / Fuchun Mao¹, Tinghua Li, Yu Shao, Jianfeng Yang, and Ming Huang // Progress In Electromagnetic Research Letters. – 2016. – Vol. 61. – PP.13 - 18.
126. Theory of Reflective Phase Shifting Surface for Generating Vortex Radio Waves/ Ben You, Liang Zhou, Lin-Sheng Wu, Yao-Ping Zhang, and Jun-Fa Mao // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Vol. 64, № 11. – PP. 4942-4948.
127. Multiplexed Millimeter Wave Communication with Dual Orbital Angular Momentum (OAM) Mode Antennas / XiaonanHui, ShilieZheng, Yiling Chen, Yiping Hu, Xiaofeng Jin, Hao Chi &Xianmin Zhang // Scientific reports. – 2015. – Vol. 5, № 1. – P. 10148.
128. Fast electrical switching of orbital angular momentum modes using ultra-compact integrated vortex emitters / Michael J. Strain, XinlunCai, Jianwei Wang, Jiangbo Zhu, David B. Phillips, Lifeng Chen, Martin Lopez-Garcia, Jeremy L. O'Brien, Mark G. Thompson, Marc Sorel &Siyuan Yu // Nature communications. – 2014. – Vol.5, №1. – P. 4856.
129. Demonstration of tunable steering and multiplexing of two 28 GHz data carrying orbital angular momentum beams using antenna array / Xie G. et al. // Scientific reports. – 2016. – Vol. 6, № 1. – P. 37078.
130. High-capacity millimetre-wave communications with orbital angular momentum multiplexing / Yan Yan, GuodongXie, Martin P.J. Lavery, Hao Huang, Nisar Ahmed, ChangjingBao, YongxiongRen, Yinwen Cao, Long Li, Zhe Zhao, Andreas F. Molisch, Moshe Tur, Miles J. Padgett & Alan E. Willner // Nature communications. – 2014. – Vol. 5, № 1. – P. 4876.
131. Radio Vortex for Future Wireless Broadba and Communications with High Capacity / Qibiao Zhu, Tao Jiang, Yang Cao, Kai Luo, and Nanrun Zhou // IEEE Wireless Communications. – 2015. – Vol. 22, № 6. – PP. 98-104.

132. Terabit free-space data transmission employing orbital angular momentum multiplexing / Jian Wang, Jeng-Yuan Yang, Irfan M. Fazal, Nisar Ahmed, Yan Yan, Hao Huang, YongxiongRen, Yang Yue, Samuel Dolinar, Moshe Tur and Alan E. Willner // *Nature photonics*. – 2012. – Vol. 6, № 7. – PP. 488-496.
133. Manipulating optical vortices using integrated photonics / N. Zhang, K. Cicek, J. Zhu, Sh. Li, H. Li, M. Sorel, X. Cal, S. Yu // *Frontiers of Optoelectronics*. – 2016. – Vol. 9, № 2. – PP. 194-205.
134. Photonic integrated devices for exploiting the orbital angular momentum of light in optical communications / Cai X. et al. // *Frontiers of Optoelectronics*. – 2016. – Vol. 9, № 3. – PP. 518-525.
135. Radio Vortex-Multiple-Input Multiple-Output Communication Systems With High Capacity / Qibiao Zhu, Tao Jiang, DaimingQu, Da Chen and Nanrun Zhou// *IEEE Access*. – 2015. – Vol. 3. – PP. 2456-2464.
136. The Capacity Gain of Orbital Angular Momentum Based Multiple-Input-Multiple-Output System / Zhuofan Zhang, ShilieZheng, Yiling Chen, Xiaofeng Jin, Hao Chi & Xianmin Zhang // *Scientific reports*. – 2016. – Vol. 6, № 1. – P. 25418.
137. Генерация поверхностного плазмона на оптоволокне с графеновым покрытием для сенсорных приложений / Виноградова И.Л., Гизатулин А.Р., Мешков И.К., Головина Е.Ю. // *Электроника, фотоника и киберфизические системы*. – 2023. – Т. 3, № 4. – С. 57-64.
138. Гордиенко В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы / Гордиенко В. Н., Тверецкий М. С. – М.: Горячая линия-Телеком, 2009. – 416с.
139. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания Сайрус-Системс, 1999. – 670 с.
140. Ржевский С. П. Интерференционные волоконно-оптические устройства вычислительной техники и систем управления: Дис. канд. техн. наук: 05.13.05. – Защищена 09.11.91; Утв. 11.05.92. – Уфа, 1989. – 197 с.
141. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 504 с.
142. Бурдин А.В., Бурдин В.А., Воронков А.В., Шишова Н.А. Исследование параметров волоконно-оптической линии передачи: Учебное пособие. – Самара, 2004.– 65 с. <http://window.edu.ru/resource/218/46218/files/psati12.pdf>
143. Corrective chirp adding for minimizing distortion in Radio-over-Fiber system fiber optic line / Andrianova A. V. et al. // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE, 2017. – PP. 1-5.
144. Application of dispersion managed soliton regime in radio-over-fiber systems / Burdin V. A. et al. // *Optical Technologies for Telecommunications 2012*. – SPIE, 2013. – Vol. 8787. – PP. 8-13.
145. Потенциальные возможности применения оптических солитонов в системах radio-over-fiber/ Бурдин В.А., Дашков М.В., Волков К.А. // «Фотон-Экспресс» . – 2013. – №6 (110) . – С. 285-286.
146. Research of potentiality of nonlinear effects mitigation by considerable increasing of optical fiber core diameter / Andreev V. A. et al. // *Optical Technologies for Telecommunications 2014*. – SPIE, 2015. – Vol. 9533. – PP. 33-40.

147. Методы моделирования распространения оптических импульсов в линии с управлением дисперсией / Волков К.А. // «Фотон-Экспресс» . – 2015. – №6 (126) . – С. 255.
148. Семиков С.А. Методы компрессии лазерных импульсов: учебно-методический материал. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2011. – 48 с.
149. Википедия. Чирп – ЛЧМ-сигнал [chirp][Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A7%D0%B8%D1%80%D0%BF%D0%BB%D0%B5%D1%82>
150. Методы нелинейных время-частотных отображений в анализе флуктуаций интенсивности лазерного пучка / Т.И. Арсеньян, М.И. Бабанина, Н.А. Сухарева, А.П. Сухоруков // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 7. – С. 4-4.
151. The fiber optic device for signal positive chirping by interferential method with tuning of chirp size / Vinogradova I. L. et al. //Optical Technologies for Telecommunications 2014. – SPIE, 2015. – Vol. 9533. – PP. 56-63.
152. Numerical analysis of microstructured optical fibers based on flint glass for ultra-high nonlinearity, low loss, and broadband dispersion compensation across telecom bands / Halder A. et al. // Results in Optics. – 2024. – Vol. 16. – P. 100687.
153. Быстрое оптическое переключение: анализ существующих решений и новый метод, обеспечивающий коммутацию сигналов/пакетов в мультисервисных сетях / Виноградова И.Л., Султанов А.Х., Головина Е.Ю., Комиссаров А.М., Филатов П.Е // Труды учебных заведений связи. – 2025. – Т. 11, №5. – С. 97-118.
154. Высокоскоростное полностью оптическое переключение на основе двухрезонаторного интерферометра Фабри-Перо / Головина Е.Ю. // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций (ПТиТТ-2025); Оптические технологии в телекоммуникациях (ОТТ-2025): материалы XXVII и XXIII Международных научно-технических конференций (г. Уфа, 5–7 ноября 2025 г.) / отв. ред. А.Х. Султанов [Электронный ресурс] / Уфимск. ун-т науки и технологий. – Уфа: Уфимский университет, 2025. – С. 688-689.
155. Способ динамической компенсации дрейфа постоянной составляющей низкочастотного синусоидального сигнала / Карпенко Г.Д., Клименко А.И. // Патент SU 482686 A1, от 16.04.1973. Опубл. 30.08.1975.
156. Two-step manufacturing of hundreds of meter-long silicon micrometer-size core optical fibers with less than 0.2 dB/cm background losses /Kudinova M. et al. // APL Photonics. – 2021. – Vol. 6, № 2.
157. Grayscale Lithography and a Brief Introduction to Other Widely Used Lithographic Methods: A State-of-the-Art Review /Khonina S.N., Kazanskiy N.L., Butt M.A.// Micromachines. 2024. –Vol. 15, №11. – P. 1321.
158. Crosstalk Suppression in Multi-Core Fiber Through Modulation of the Refractive Index / Granot E. // Fibers. – 2025. – Vol. 13, № 5. – P. 56.
159. Heterogeneous multi-core fibers: proposal and design principle / ba M., Saitoh K., Kokubun Y. //IEICE Electronics Express. – 2009. – Vol. 6, № 2. – PP. 98-103.

160. Microscopic temperature sensor based on end-face fiber-optic Fabry–Perot interferometer / Chesnokova M. et al. // *Photonics*. – MDPI, 2024. – Vol. 11, № 8. – P. 712.
161. A RISC-V 32-bit microprocessor on two-dimensional semiconductor platform / Di Zhang Y. L. et al. // *Nature*. – 2025. – PP. 654-661.
162. Nano-Optics Technology: Optical Alchemy [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.photonics.com/Articles/Nano-Optics-Technology-Optical-Alchemy/a25513>
163. Exploring optical refractive index change of impurity doped quantum dots driven by white noise / Saha S. et al. // *Superlattices and Microstructures*. – 2015. – Vol. 88. – PP. 620-633.
164. AnsysHFSS - программное обеспечение для моделирования высокочастотных структур [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
165. Крылов В. И., Бобков В. В., Монастырный П. И. Начала теории вычислительных методов. Интерполирование и интегрирование. – Минск: Наука и техника, 1983.
166. Официальный сайт языка программирования Python [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.python.org/>
167. ANSYS HFSS: Высокопроизводительные вычисления в электродинамике и радиофизике [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cadfecis.ru/products/ansys/simulation/electromagnetics/hfss/>
168. Бахвалов Н.С. Численные методы. М.: Наука, 1973. – 631 с.
169. Об одном подходе к практической оценке погрешностей численных результатов / Житников В. П., Шерыхалина Н. М., Поречный С. С. // *Информатика, телекоммуникации и управление*. – 2009, № 3 (80). – С. 105-110.
170. Еременко В. Т., Фисун А. П., Сайтов И. А. [и др.] Методы и модели теории телетрафика – Орел: Орловский государственный университет им.И.С. Тургенева, 2019. – 244 с.
171. Математическая модель сети обмена данными с коммутацией пакетов / Бачев А. Г., Вакуленко Н. Н., Захаров М. К. // *Программные продукты и системы*. – 2010, № 1. – С. 158-161.
172. Iphicles: Tuning parameters of data center networks with differentiable performance model / Huang S. et al. // *2024 IEEE/ACM 32nd International Symposium on Quality of Service (IWQoS)*. – IEEE, 2024. – PP. 1-10.
173. Трещиков В. Н., Листвин В. Н. DWDM-системы // М.: Техносфера. – 2021. – 420 с.
174. 100 GHz RoF system based on two free running lasers and non-coherent receiver / Khayatzadeh R. et al. // *2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*. – IEEE, 2015. – PP. 1-4.
175. Linearization Technologies for Broadband Radio-Over-Fiber Transmission Systems / Xiupu Zhang, Ran Zhu, Dongyan Shen, and Taijun Liu // *Photonics*. – MDPI, 2014. – Vol. 1, № 4. – PP. 455-472.

176. Robust full-duplex ROF system / Thomas D. H., Vilela de Faria G., von der Weid J. P. // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2010. – Vol. 52, № 5. – PP. 1009-1013.
177. Orazio S. *Principles of lasers* // fifth editor Springer US, 2010. 620p.
178. Agrawal G. P. *Fiber-optic communication systems*. – John Wiley & Sons, 2012. – 588p.
179. 193-mHz beat linewidth of frequency-stabilized laser-diode-pumped Nd:YAG ring lasers / Uehara N., Ueda K. // *Optics letters*. – 1993. – Vol. 18, №. 7. – PP. 505-507.
180. Whispering-gallery-mode-resonator-based ultranarrowlinewidth external-cavity semiconductor laser / Liang W. et al. // *Optics letters*. – 2010. – Vol. 35, № 16.– PP. 2822-2824.
181. Wavelength monitor integrated laser modules for 25-GHz-spacing tunable applications / Nasu H. et al. // *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*. – 2005. – Vol. 11, №1. – PP. 157-164.
182. Fully phase-stabilized quantum cascade laser frequency comb / Consolino L. et al. // *Nature communications*. – 2019. – Vol. 10, № 1. – P. 2938.
183. Scheps R. *Introduction to Diode-Pumped Solid-State Lasers* // *Lightwave Electronics Corp. Techn. Information*, 2003. 100p.
184. Thorlabs. Модели: EM650 High Power DFB Laser Module; SFL1550S [Электронныйресурс]. – Режимдоступа: <https://www.thorlabs.com/>
185. Redfern Integrated Optics (RIO), Inc.; модель RIO PLANEXSeries 1550nm Low Phase Noise Narrow Linewidth External Cavity Laser [Электронныйресурс]. – Режим доступа: <http://rio-lasers.com/>
186. External optical feedback effects on semiconductor injection laser properties/ Lang R., Kobayashi K.//*IEEE journal of Quantum Electronics*. – 1980. – Vol. 16, № 3. – PP. 347-355.
187. Dynamical properties of lasers coupled face to face / Javaloyes J., del P., Pieroux D. // *Physical Review E*. – 2003. – Vol. 67, № 3. – P. 036201.
188. Анализ эффективности генерирования и преобразования оптических ФИМД-сигналов на базе классического RoF-сегмента, основанного на применении двух лазеров / Виноградова И. Л., Головина Е. Ю. // *Вестник СибГУТИ*. – 2024. – Т. 18, № 3. – С. 28-44.
189. Evaluation of frequency fluctuation in fiber-wireless link with direct IQ down-converter / Kanno A. et al. // *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*. – IEEE, 2014. – PP. 1-3.
190. Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links/ Gliese U., Norskov S., Nielsen T. N. // *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. – 2002. – Vol. 44, № 10. – PP. 1716-1724.
191. Беспалов В.Г., Козлов С.А., Петров Н.В., Путилин С.Э., ская О.А. *Фемтосекундная Оптика и Фемтотехнологии* – СПб: Университет ИТМО, 2018. 136с.

192. Зачиняев Ю. В. Формирование наносекундных линейно-частотно-модулированных сигналов на основе бинарных волоконно-оптических структур: дис. – Южный федеральный университет, 2012.
193. Кившарь Ю. С., Агравал Г. П. Оптические солитоны. От волоконных световодов до фотонных кристаллов / Пер. с англ. под ред. Н. Н. Розанова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. 648 с.
194. Широкополосный источник излучения FLS-5800 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.exforus.ru/pdf/FLS-5800-rusHR.pdf>
195. Суперконтинуум [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Суперконтинуум>
196. GECON. Генераторы суперконтинуума [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://avesta.ru/product/gecon-generatory-superkontinuum/>
197. Генерация суперконтинуума [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.laserportal.ru/content_373
198. Комплексная огибающая произвольного оптического сигнала для описания взаимодействия импульсов с континуумными спектрами и различными центральными частотами в прозрачных нелинейных средах / Шполянский Ю. А. // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2009. – № 3(61). – С. 26-34.
199. Специальные системы. Фотоника. Волоконные решетки Брэгга (ВБР) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://sphotronics.ru/catalog/volokonnye-reshetki-bregga-vbr/>
200. Генерация ТГц волн с помощью оптического выпрямления ультракоротких лазерных импульсов с наклонным амплитудным фронтом / Хачатрян К.Х. // Известия НАН Армении, Физика. – 2007. – Т.42, №2. – С.92-95.
201. Специальные системы. Фотоника. Терагерцевые кристаллы. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://sphotronics.ru/catalog/teragertsevie-kristally/gasethz/>
202. Царев М.В. Генерация и регистрация терагерцового излучения ультракороткими лазерными импульсами: Учебное пособие. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2011. – 75 с.
203. AON с коммутацией каналов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfiles.net/preview/1095663/page:78>.
204. Оптические волновые конверторы и модуляторы / Слепов Н. // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2000. – № 6. – С. 6-11.
205. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи, М.: Радио и связь, 1999. 432 с.
206. Управление chirпированием для радиосегмента ROF-сети / Виноградова И.Л., Филатов П.Е., Комиссаров А.М., Косцов Я.М., Головина Е.Ю. // В сборнике: VI Научный форум «Телекоммуникации: теория и технологии» ТТТ- 2023. Материалы XXV Международной научно-технической конференции. Казань, 2023. – С. 390-392.

207. Оптимизация траектории движения БПЛА в летающих сенсорных сетях / Варельджян К. С., Парамонов А. И., Киричек Р. В. // Электросвязь. – 2015. – № 7. – С. 20.
208. О применении функции чирпа для задач управления в оптическом канале систем связи / Виноградова И. Л., Головина Е. Ю., Косцов Я. М. // Прикладная оптика – 2024: сборник тезисов XVI Международной научной конференции, Санкт-Петербург, 17–18 декабря 2024 года. – Санкт-Петербург: ООО "Скифия-принт", 2025. – С. 135-137.
209. VLAN на пользователя: архитектура и альтернативы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://nag.ru/material/16925>
210. Альтернативное применение оптических усилителей / Егоров С.Ф. // Современные научные исследования и инновации. – 2023. – № 12 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://web.snauka.ru/issues/2023/12/101192>
211. Широкополосный маршрутизатор GN-BR401 от компании Gigabyte. Тестирование. Дмитрий Чеканов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://3dnews.ru/100083>
212. Дизайн сетей ЦОД. Часть 3. Управление трафиком [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/companies/otus/articles/727566/>
213. Common Causes of Slow IntraVLAN and InterVLAN Connectivity in Campus Switch Networks [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cisco.com/c/en/us/support/docs/lan-switching/virtual-lans-vlan-trunking-protocol-vlans-vtp/23637-slow-int-vlan-connect.html>
214. NP 2915 почему тормозит скорость между VLAN? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://qna.habr.com/q/938465>
215. Cohen J. W. The single server queue. – Elsevier, 2012. – Т. 8.
216. Анализ времени доставки сообщений в сетях с коммутацией пакетов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/994293/page:18/>
217. The proposed roles of VLAN and inter-VLAN routing in effective distribution of network services in Ebonyi State University / Odi A. C., Nwogbaga N. E., Chukwuka N. O. // International Journal of Science and Research. – 2015. – Vol. 4.– PP. 2608-2615.
218. Статистический подход к описанию интерферометров Фабри-Перо как элементов многолучевой интерференции в линиях связи / Виноградова И. Л., Султанов А. Х. // Радиотехника. – 2000. – №. 1. – С. 45-49.
219. Агишев Р. Р. Лазерное зондирование окружающей среды: методы и средства // М.: ФИЗМАТЛИТ. – 2019.
220. Michel J.F. Digonnet Rare-earth-doped fiber lasers and amplifiers. – New York: BASEL, 2001. 777p.
221. Becker P. M., Olsson A. A., Simpson J. R. Erbium-doped fiber amplifiers: fundamentals and technology. – Elsevier, 1999. 460p.
222. Новая методика расчета оптического усилителя EDFA с многоканальными источниками сигналов и накачек / Чаймарданов П. А., Былина М. С. // Информатика, телекоммуникации и управление. – 2017. – Т. 10, № 3. – С. 92-102.

223. Новая методика измерения параметров оптических волокон, легированных ионами эрбия / Былина М. С., Чаймарданов П. А. // Труды учебных заведений связи. – 2019. – Т. 5, № 2. – С. 6-19.
224. EDFA optical amplifier for radiophotonic systems / Vinogradova I. L., Golovina E. U., Gizatulin A. R., Meshkov I. K. // Optical Technologies for Telecommunications 2023. – SPIE, 2024. – Vol. 13168. – PP. 102-110.
225. Analysis of Gain Spectrum and ASE (Amplified Spontaneous Emission) Of EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) using MATLAB / Alekhya P. et al. // International Journal for Advance Research and Development. – 2018. – Vol. 3, № 2. – PP. 149-152.
226. Simulink Model for EDFA Dynamics Applied to Gain Modulation / Novak S., Gieske R. // Journal of lightwave technology. – 2002. – Vol. 20, № 6. – P. 986.
227. Experimental Measurement of Erbium-Doped Optical Fibre Characteristics for Edfa Performance Optimization / Lavrinovica I., Supe A., Porins J. // Latvian Journal of Physics and Technical Sciences. – 2019. – Vol. 56, № 2. – PP. 33-41.
228. Правила устройства электроустановок / Шестое и седьмое издания (все действующие разделы) по состоянию на 01.01.2026 г. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.yandex.ru/docs/>
229. Оборудование для нефтедобывающих и нефтегазоперерабатывающих отраслей промышленности [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.snm.ru/>
230. Возбудитель волны TE₀₁. Малов Э.Э., Мительман Ю.Е., Летавин Д.А. Полезная модель к патенту № RU 169535. МПК H01P 1/163, 2016, Бюлл. № 9
231. In-pipe wireless communication for underground sampling and testing / Nguyen N. D. T. et al. // GLOBECOM 2017-2017 IEEE Global Communications Conference. – IEEE, 2017. – PP. 1-7.
232. Каценеленбаум Б.З. Высокочастотная электродинамика. Основы математического аппарата. М.: Наука, Главная редакция физ.-мат. лит., 1966. – 240 с.
233. Метод обеспечения адаптивности радиолинии промышленного объекта, основанный на использовании оптических сигналов с функцией изменения мгновенной длины волны оптического излучения / Виноградова И. Л., Головина Е. Ю. // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. – 2024. – Т. 16, № 4. – С. 50-59.
234. Integrated optical-phased array nanoantenna system using a plasmonic microtman lens / Nia B. A., Yousefi L., Shahabadi M. // Journal of Lightwave Technology. – 2016. – Vol. 34, № 9. – PP. 2118-2126.
235. Optical wireless link between a nanoscale antenna and a transducing rectenna / Dasgupta A. et al. // Nature communications. – 2018. – Vol. 9, № 1. – P. 1992.
236. Optical technologies for radio line adaptability in industry / Vinogradova I. L., Golovina E. U., Zaripov D. M., Golovin I. N., Gizatulin A. R., Meshkov // In Optical Technologies for Telecommunications 2024. – SPIE, 2025. Vol. 13738. – PP. 13-23.
237. High Q hybrid Mie-plasmonic resonances in van der Waals nanoantennas on gold substrate / Randerson S. A. et al. // ACS nano. – 2024. – Vol. 18, № 25. – PP. 16208-16221.

238. Радиосистемы обработки информации и телекоммуникации: учебно-методическое пособие для выполнения лабораторных работ и СРО / УГНТУ, ИНН (фил. в г. Салавате), каф. ИнТех ; сост. Головина Е.Ю., Виноградова И.Л., Зарипов Д. М., Шамсутдинова А.В. - Салават : УГНТУ, 2025. - 1,13 Мб. - Б. ц. - Текст: электронный.-

http://bibl.rusoil.net/base_docs/UGNTU/FILIALE/Salawat/Golovina20024.pdf

239. Применение радиосегментов для приложений «Промышленного интернета» на примере внутритрубных систем мониторинга / Головина Е.Ю. // Наука. Технология. Производство – 2025: материалы Всероссийской научно технической конференции, посвященной 80-летию Победы в Великой Отечественной войне. Уфа: УНПЦ «Издательство УГНТУ», 2025. – С.269-271.

240. Сегмент системы передачи с усилителем EDFA / Султанов А.Х., Усманов Р.Г., Виноградова И.Л. // Датчики и системы. 2002. – № 4. – С. 21-33.

241. Nonlinear pulse propagation in dispersion managed system / Kodama Y. // Physica D: Nonlinear Phenomena. – 1998. – Vol. 123, № 1-4. – PP. 255-266.

242. Влияние параметров схемы компенсации хроматической дисперсии на работу волоконно-оптической линии передачи / Бурдин В.А., Дашков М.В., Волков К.А. // Оптический журнал. – 2011. – № 2. – С. 80-81.

243. Analyzing gain spectrum and ASE (Amplified Spontaneous Emission) of EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) by using Matlab / A. Padavala et al. // International Journal of Engineering Research & Technology. – 2018. – Vol. 7, №2. – PP. 279–281. DOI:10.17577/IJERTV7IS020151

244. Рекомендация отрасли ITU-TG.650.1. Определения и методы тестирования для линейных детерминированных свойств одномодовых оптических волокон и кабелей. Интернациональное телекоммуникационное общество, 2010. 82 с.

245. Рекомендация отрасли ITU-TG.650.2. Определения и методы тестирования для статистических и нелинейных свойств одномодовых оптических волокон и кабелей. Интернациональное телекоммуникационное общество, 2002. 46 с.

246. Выработка рекомендаций по структуре ВОЛП городских сетей, минимально искажающей информационно-управляющие ФИМД-сигналы / Виноградова И.Л., Головина Е.Ю. // Инфокоммуникационные технологии. – 2023. – Т. 21, №4. – С. 37-46.

247. Вишневецкий В. М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей // М.: Техносфера, 2003. – 512с. ISBN: 5 – 94836 – 011 – 3.

248. Расчет излучения фазированной антенной решетки для управления радиосегментом. Свид.-во о регистрации программы № 2025693357 от 27.11.2025. Авторы: Виноградова И.Л., Головина Е.Ю., Зарипов Д.М., Шамсутдинова А.В. Объем программы 73,6 МБ, язык Python.

249. Компьютерное моделирование параметров оптического элемента для управления БПЛА в радиосегменте / Виноградова И. Л., Головина Е. Ю., Зарипов Д. М., Шамсутдинова А. В. // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2025. – Т. 21, № 3. – С. 81-89.

250. Оптическая нелинейность фуллерен-содержащих полимерных нанокomпозиций / Антипов О.Л., Юрасова И.В., Домрачев Г.А. // Квантовая электроника. – 2002. – № 9. – С. 776.

251. Козлов С. А., Самарцев В. В. Основы фемтосекундной оптики // М.: Физматлит. – 2009. – Т. 292.

252. Ржевский С. П. Интерференционные волоконно-оптические устройства вычислительной техники и систем управления: Дис. канд. техн. наук: 05.13.05. – Защищена 09.11.91; Утв. 11.05.92. – Уфа, 1989. – 197 с.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

All Optical Networks (полностью оптические сети)	AON
Acousto-Optic Tunable Filters (акустооптические перестраиваемые фильтры)	AOTF
Arrayed Waveguide Grating (решетка на основе массива волноводов)	AWG
Band-pass Filter (полосовой фильтр)	BF
Data Center (центр обработки данных)	DC
Electron Dispersion Compensator (электронный компенсатор дисперсии)	EDC
Erbium Doped Fiber Amplifier (легированный эрбием волоконный усилитель)	EDFA
Fiber Bragg Grating (волоконная решетка Брэгга)	FBG
Finite Difference Time Domain (метод конечных разностей во временной области)	FDTD
Finite Element Method (метод конечных элементов)	FEM
Fractional Lambda Switching (дробное лямбда-переключение)	F _λ S
Grade of Service (уровень обслуживания)	GoS
Independent Basic Service Set (независимая базовая зона обслуживания)	IBSS
Laser Diode (лазерный диод)	LD
Metropolitan Area Networks (сеть крупного города)	MAN
Optical Burst Switching (оптическая пакетная коммутация)	OBS
Optical Linear Terminal (оптический линейный терминал)	OLT
Optical Splitter (оптический разветвитель)	OS
Orbital Angular Momentum (орбитальный угловой момент)	OAM
Open Systems Interconnection (модель взаимодействия открытых систем)	OSI
Passive Optical Networks (пассивная оптическая сеть)	xPON
Photodiode (фотодиод)	PD
Precision Time Protocol (протокол точного времени)	PTP
Quality of Service (качество обслуживания)	QoS
Radio-over-Fiber (передача радиосигнала по волокну)	RoF
Real-time Transport Protocol (протокол передачи данных в реальном времени)	RTP

Return-to-Zero (код с возвращением к нулю)	RZ
Relative Intensity Noise (шум относительной интенсивности)	RIN
Software-Defined Networking (программно-определяемая сеть)	SDN
Single Mode Fiber (одномодовое ступенчатое волокно с несмещённой дисперсией)	SMF
Semiconductor Optical Amplifier (полупроводниковый оптический усилитель)	SOA
Thin-film Filters (тонкоплёночный интерференционный фильтр)	TFF
Ultra-dense Networks (сверхплотные сети)	UDN
Universal Time Coordinated (всемирное координированное время)	UTC
Virtual Local Area Network (выделенная локальная сеть)	VLAN
Wavelength Division Multiplexing (спектральное уплотнение каналов)	WDM
Амплитудная манипуляция	АМ
Амплитудно-частотная характеристика	АЧХ
Амплитудно-фазовое распределение	АФР
Антенная решетка	АР
Базовая станция сотовой связи	БС
Беспилотный летательный аппарат	БПЛА
Внутритрубная диагностика	ВТД
Волоконно-оптическая линия передачи (система передачи)	ВОЛП (ВОСП)
Волоконно-оптический усилитель	ВОУ
Волоконно-оптическая сеть	ВОС
Волоконные брэгговские решетки	ВБР
Время-частотная характеристика	ВЧХ
Государственный комитет по радиочастотам	ГКРЧ
Двухрезонаторный интерферометр Фабри-Перо	ДИФП
Диаграмма направленности	ДН
Диаграммообразующая схема	ДОС
Девиация временного интервала	ДВИ
Дисперсия групповых скоростей	ДГС
Интерферометр Фабри-Перо	ИФП
Камера запуска-приема подвижных устройств	КЗПУ
Коэффициент полезного действия	КПД
Логические схемы	ЛС

Максимальная ошибка временного интервала	МОВИ
Малошумящий усилитель	МШУ
Метод наименьших квадратов	МНК
Мобильная станция сотовой связи	МС
Нелинейный оптический кристалл	НЛ
Оптическое волокно с высокой керровской нелинейностью	НЛ ОВ
Оптическое устройство управления	ОУУ
Оптоволокно	ОВ
Позиционно-импульсная модуляция	ПИМ
Радиолокационные (сигналы, станции)	РЛ-сигналы
Радиофотонные системы	РФС
Сверхвысокочастотное излучение	СВЧ
Сверхширокополосная передача	СШП
Суперканальная линейная карта	СЛК
Системы радиоэлектронной борьбы	РЭБ
Телекоммуникационный ресурс	ТС-ресурс
Фазированная антенная решетка	ФАР
Фазовая кросс-модуляция (само-модуляция)	ФКМ (ФСМ)
Фазовращатель	ФВ
Фотодиод	ФД
Функция изменения мгновенной длины волны	ФИМД
Хроматическая дисперсия	ХД
Центр обработки данных	ЦОД
Частотная модуляция	ЧМ
Широкополосная передача	ШП

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Основные параметры chirпированного импульса и способы его получения

Здесь кратко представлены некоторые параметры и свойства chirпированного оптического импульса. Для анализа рассматриваемого процесса применяется модель, приведённая в источнике [17]. В рамках данного подхода электрическая составляющая напряжённости $\dot{\mathbf{E}}$ электромагнитного поля оптического импульса на входе волоконной линии связи (при $z = 0$) описывается выражением:

$$\dot{\mathbf{E}}_{1550}(T, \mathbf{r}, z = 0) = \sqrt{P_0} \cdot \dot{\mathbf{F}}(T, \mathbf{r}) \cdot \exp\left(-\frac{\alpha \cdot z}{2}\right) \cdot \exp\left[-\frac{1 + jC^A}{2} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{2\ell}\right] \cdot \exp(-\beta_0 z), \quad (\text{П1.1})$$

где T соответствует внутренней временной координате импульса. В ряде случаев используют нормированное время $\tau = T/T_0$, где T_0 – длительность входного сигнала, коррелированная с текущим t в виде: $T = t - z \cdot \beta_1$ [17]. Координата z задаёт направление распространения волны вдоль световода. Параметр β_1 представляет собой коэффициент первого⁷³ порядка в разложении постоянной распространения $\beta(\omega)$ относительно отклонения частоты $(\omega - \omega_0)$ [17]. Центральная частота ω_0 соответствует рабочей длине волны, например $\lambda_0 = 1550$ нм.

Вектор \mathbf{r} определяет положение в поперечном сечении волокна и связан с координатами x и y . Величина P_0 характеризует максимальную мощность импульса. Поперечную составляющую поля $\dot{\mathbf{F}}(t, \mathbf{r})$ в расчётах обычно исключают, так как фотоприёмное устройство воспринимает усреднённое распределение поля по поперечному сечению. Коэффициент α описывает затухание сигнала на единицу длины линии. Параметр ℓ определяет форму фронтов супергауссова са (рис. П.1.1); при $\ell \cong 5$ удаётся приблизить модель к форме реальных меандровых импульсов, применяемых в системах $B = 10 - 40$ Гбит/с. Величина β_0 соответствует нулевому члену⁷⁴ разложения коэффициента распространения, а параметр C^A характеризует *числовой параметр chirпа* [17]. Индекс A указывает на принадлежность модели к подходу Agrawal [17].

После начала распространения сигнала по волокну ($z > 0$)

⁷³ Коэффициент при первой степени $(\omega - \omega_0)$ при разложении коэффициента распространения $\beta(\omega)$ в ряд Тейлора по степеням $(\omega - \omega_0)$.

⁷⁴ Строго говоря, в последнем экспоненциальном множителе следует записывать полный коэффициент распространения $\beta(\omega)$, а не усечённую величину β_0 . Но в [17] показано, что для выполнения инженерных расчетов соотношение для $\dot{\mathbf{E}}$ может использоваться в представленном виде.

ние (П.1.1) изменяется за счёт учёта дисперсионных параметров линии, включая коэффициент β_2 [17]. Согласно результатам, приведённым в [17], импульс без начального чирпа⁷⁵ $C^A = 0$ при прохождении по волокну, в котором проявляется только хроматическая дисперсия, постепенно приобретет⁷⁶ *отрицательное чирпирование*. Это означает, что коротковолновые спектральные составляющие смещаются к переднему фронту импульса, тогда как длинноволновые концентрируются ближе к заднему фронту.

По мере увеличения длины распространения различие скоростей спектральных составляющих становится более выраженным. В результате возрастает временное уширение сигнала и изменяется его форма. Для волокна типа SMF-28, характеризующегося значением $\beta_2 \approx -22$ пс²/км и коэффициентом дисперсии $D \approx 17$ пс/(нм·км) [178] в области $\lambda_0 \approx 1550$ нм, первоначально нечирпированный импульс постепенно приобретает отрицательный чирп (рис. П.1.1).

Если же перед вводом сигнала в линию сформировать противоположное – *положительное* – чирпирование, при котором коротковолновые составляющие располагаются ближе к заднему фронту, а длинноволновые – к переднему, то после прохождения определённой длины линии z^* можно добиться практически полного восстановления формы импульса без заметных дисперсионных искажений⁷⁷.

⁷⁵ Все спектральные компоненты линии излучения $\Delta\lambda$ которого расположены равномерно на протяжении его длительности. Такой импульс получают в результате совместного использования непрерывно излучающего лазера и внешнего электрооптического модулятора, работающего по принципу «включено/выключено».

⁷⁶ Изменение формы импульса непременно происходит наряду с появлением чирпа.

⁷⁷ При отсутствии погонного затухания, либо его компенсации.

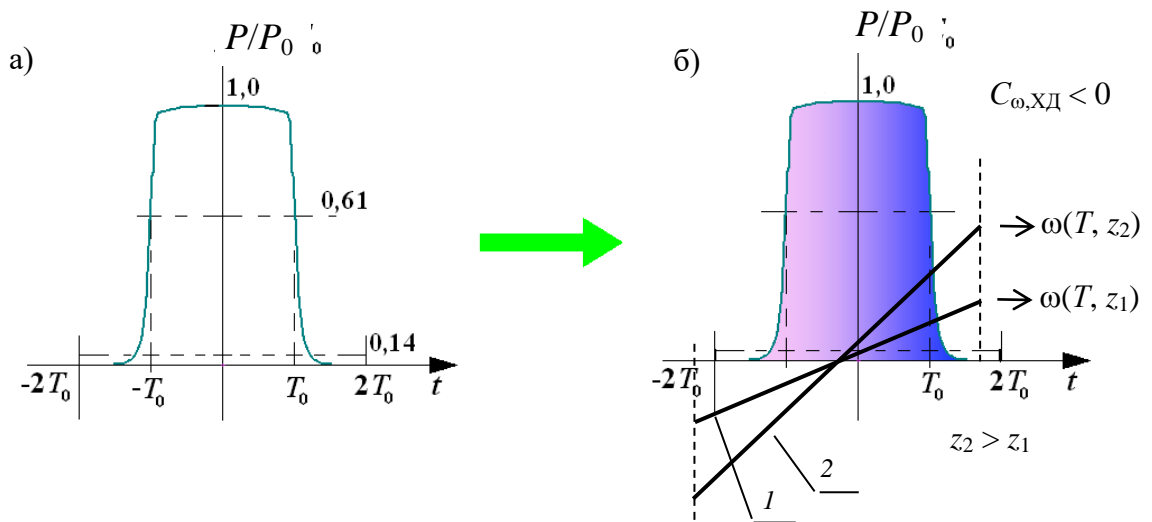


Рисунок П.1.1 – При отрицательном значении β_2 коротковолновые компоненты распространяются быстрее длинноволновых, вследствие чего «синие» составляющие опережают «красные». На схеме представлены изменения зависимости мгновенной частоты $\omega(T)$ для различных участков волоконной линии z_1 и z_2 (обозначено на рисунке через 1 и 2) под действием хроматической дисперсии [17]

На параметры chirpa в волоконно-оптической линии также оказывают влияние:

- нелинейные эффекты, возникающие при увеличении мощности излучения (фазовая самомодуляция⁷⁸, кроссмодуляция, вынужденное рассеяние и параметрические процессы)[17]);
- спектральная неоднородность элементов линии, включая усилители и резонансные структуры;
- поляризационно-модовая дисперсия и связанные с ней поляризационные искажения[178].

Для ультракоротких импульсов длительностью менее 10^{-12} с дополнительно становятся существенными дисперсия третьего порядка и нелинейные дисперсионные эффекты, обусловленные особенностями профиля показателя преломления в волокнах типов DSF и NZDSF [139].

Применяющиеся сегодня способы изменения chirpa:

1. Фазовая самомодуляция при высокой интенсивности лазерного излучения – сигнал модулирует свою собственную фазу, расширяя тем самым свой

⁷⁸ Сокращённо – ФСМ и ФКМ соответственно.

спектр. Управлять изменением можно, варьируя коэффициент нелинейности γ , рисунок П.1.2 а). Способы изменения γ : использование специализированных материалов (органических, полимерных и полимерно-металлических) [250]: $n_2 = n_2(E, |E|^2)$; изменение эффективной площади моды для исследуемого сигнала в оптоволокне, например, с применением фотонно-кристаллических ОВ; использовании дополнительного лазерного излучения (в виде служебного сигнала).

2. Дифракционно-решетчатые и призмовые структуры, chirpiрующие зеркала; включая – с поляризационно- зависимым коэффициентом пропускания/отражения (в том числе – в волоконном исполнении) [251], с внесением различия в пути распространения, рисунок П.1.2 б).

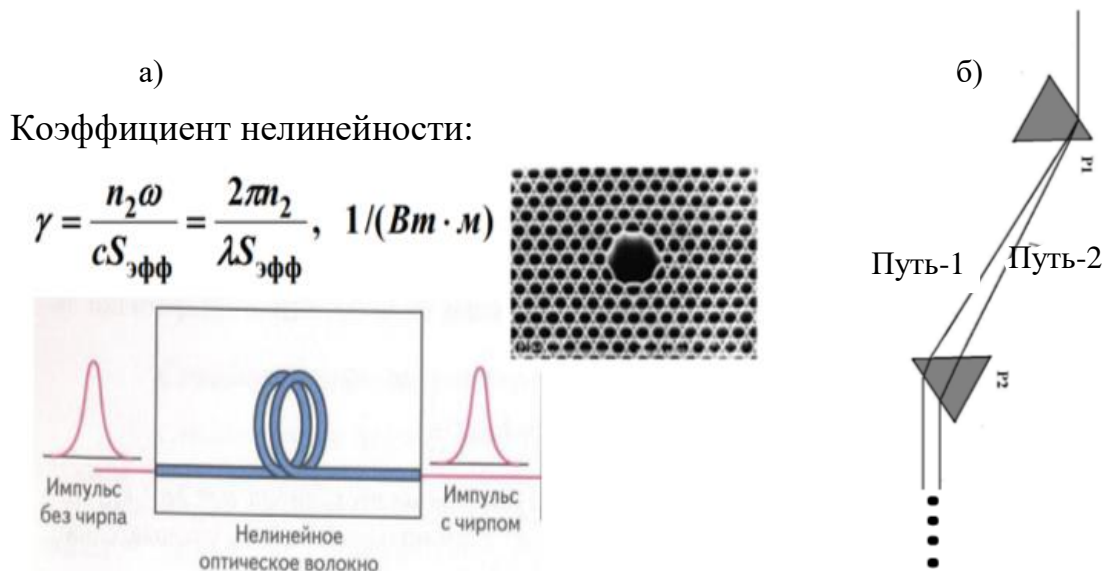


Рисунок П.1.2 – Методы изменения чирпа: а) ФСМ и б) призмы

Может использоваться лазер с изменяющимся резонатором [252], chirpiрующие брэгговские решётки, и chirpiрующий MZM.

Приложение 2

Программы, используемые для моделирования в диссертационной работе

Программа 1

```
Help  ← →  hfss  [Icons]

program.py x  Settings  [Icons]

program.py > ToolTip
1  import sys
2  import numpy as np
3  import tkinter as tk
4  from tkinter import filedialog, scrolledtext
5  from tkinter import ttk
6  import threading
7  import queue
8  import os
9  class Tooltip:
10     def __init__(self, widget, text):
11         self.widget = widget
12         self.text = text
13         self.tip_window = None
14         widget.bind('<Enter>', self.show_tip)
15         widget.bind('<Leave>', self.hide_tip)
16     def show_tip(self, event):
17         X, Y, _, _ = self.widget.bbox("insert")
18         x += self.widget.winfo_rootx() + 25
19         y += self.widget.winfo_rooty() + 25
20         self.tip_window = tw = tk.Toplevel(self.widget)
21         tw.wm_overrideredirect(True)
22         tw.wm_geometry(f"+{x}+{y}")
23         label = tk.Label(tw, text=self.text, justify=tk.LEFT,
24                          background=" #ffffe0", relief=tk.SOLID, borderwidth=1,
25                          font=("tahoma", "8", "normal"))
26         label.pack()
27     def hide_tip(self, event):
28         if self.tip_window:
29             self.tip_window.destroy()
30             self.tip_window = None
31     def read_old_file(filename):
32         points = []
33         with open(filename, 'r') as f:
34             for line in f:
35                 line = line.strip()
36                 if not line:
37                     continue
38
39                 parts = line.split()
40                 if len(parts) < 4:
41                     continue
42                 try:
43                     x, y, z, n = map(float, parts[:4])
44                     points.append((x, y, z, n))
45                 except ValueError:
46                     continue
47             if not points:
48                 raise ValueError("Не найдено ни одной точки во входном файле.")
49             x_set = sorted(set(p[0] for p in points))
50             y_set = sorted(set(p[1] for p in points))
51             z_set = sorted(set(p[2] for p in points))
52             Nx, Ny, Nz = len(x_set), len(y_set), len(z_set)
53             x_to_idx = {x: i for i, x in enumerate(x_set)}
54             y_to_idx = {y: j for j, y in enumerate(y_set)}
55             z_to_idx = {z: k for k, z in enumerate(z_set)}
56             n_array = np.zeros((Nx, Ny, Nz))
57             for x, y, z, n in points:
58                 i = x_to_idx[x]
59                 j = y_to_idx[y]
60                 k = z_to_idx[z]
61                 n_array[i, j, k] = n
```

```

61     return x_set, y_set, z_set, n_array
62 def check_grid_uniform(coords, name):
63     if len(coords) < 2:
64         raise ValueError(f"Слишком мало точек по оси {name}: {len(coords)}")
65     diffs = np.diff(coords)
66     step = diffs[0]
67     if not np.allclose(diffs, step, rtol=1e-5, atol=1e-8):
68         print(
69             f"Предупреждение: сетка по оси {name} не является строго равномерной. Будет использован первый шаг {step}."
70         )
71     return step
72 def trilinear_interp(x, y, z, x_vals, y_vals, z_vals, n_array):
73     i = np.searchsorted(x_vals, x) - 1
74     j = np.searchsorted(y_vals, y) - 1
75     k = np.searchsorted(z_vals, z) - 1
76     Nx, Ny, Nz = n_array.shape
77     i = max(0, min(i, Nx - 2))
78     j = max(0, min(j, Ny - 2))
79     k = max(0, min(k, Nz - 2))
80     xd = (x - x_vals[i]) / (x_vals[i + 1] - x_vals[i])
81     yd = (y - y_vals[j]) / (y_vals[j + 1] - y_vals[j])
82     zd = (z - z_vals[k]) / (z_vals[k + 1] - z_vals[k])
83     xd = np.clip(xd, 0, 1)
84     yd = np.clip(yd, 0, 1)
85     zd = np.clip(zd, 0, 1)
86     n000 = n_array[i, j, k]
87     n100 = n_array[i + 1, j, k]
88     n010 = n_array[i, j + 1, k]
89     n110 = n_array[i + 1, j + 1, k]
90     n001 = n_array[i, j, k + 1]
91     n101 = n_array[i + 1, j, k + 1]
92     n011 = n_array[i, j + 1, k + 1]
93     n111 = n_array[i + 1, j + 1, k + 1]
94     c00 = n000 * (1 - xd) + n100 * xd
95     c01 = n001 * (1 - xd) + n101 * xd
96     c10 = n010 * (1 - xd) + n110 * xd
97     c11 = n011 * (1 - xd) + n111 * xd
98     c0 = c00 * (1 - yd) + c10 * yd
99     c1 = c01 * (1 - yd) + c11 * yd
100     n_val = c0 * (1 - zd) + c1 * zd
101     return n_val
102 class App:
103     def __init__(self, root):
104         self.root = root
105         self.root.title("Интерполяция показателя преломления для HFSS")
106         self.root.geometry("900x650")
107         self.root.minsize(800, 600)
108         self.style = ttk.Style()
109         self.style.theme_use('clam')
110         self.bg_color = '#ffffff'
111         self.fg_color = '#2c3e50'
112         self.select_bg = '#3498db'
113         self.select_fg = 'white'
114         self.frame_bg = '#ecf0f1'
115         self.button_bg = '#b0d4f0'
116         self.button_fg = self.fg_color
117         self.header_bg = '#d4e6f1'
118         self.formula_bg = '#f8f9fa'
119         self.style.configure('.', background=self.bg_color, foreground=self.fg_color,
120                               font=('Segoe UI', 10))
121         self.style.configure('TLabel', background=self.bg_color, foreground=self.fg_color)
122         self.style.configure('TFrame', background=self.bg_color)
123         self.style.configure('TLabelframe', background=self.bg_color, foreground=self.fg_color,
124                               font=('Segoe UI', 10, 'bold'))
125         self.style.configure('TLabelframe.Label', background=self.bg_color, foreground=self.fg_color,
126                               font=('Segoe UI', 10, 'bold'))
127         self.style.configure('TButton', background=self.button_bg, foreground=self.button_fg,
128                               borderwidth=1, focusthickness=3, focuscolor=self.select_bg)
129         self.style.map('TButton',
130                       background=[('active', self.select_bg), ('pressed', '#2980b9')],
131                       foreground=[('active', 'white')])
132         self.style.configure('TEntry', fieldbackground='white', foreground=self.fg_color,
133                               borderwidth=1, relief='solid')
134         self.input_file = tk.StringVar()
135         self.output_file = tk.StringVar()
136         self.percent = tk.DoubleVar(value=10.0)

```



```

136 self.percent_str = tk.StringVar(value="10")
137 self.queue = queue.Queue()
138 self.thread_running = False
139 self.cancel_flag = False
140 self.create_widgets()
141 self.root.after(100, self.process_queue)
142 def create_widgets(self):
143     main_frame = ttk.Frame(self.root, padding="15")
144     main_frame.pack(fill=tk.BOTH, expand=True)
145     title_frame = tk.Frame(main_frame, bg=self.header_bg, height=50)
146     title_frame.pack(fill=tk.X, pady=(0, 15))
147     title_label = tk.Label(title_frame, text="Интерполяция показателя преломления",
148                             bg=self.header_bg, fg=self.fg_color, font=('Segoe UI', 16, 'bold'))
149     title_label.pack(expand=True, fill=tk.BOTH)
150     subtitle = tk.Label(title_frame, text="Формирование файла материала для HFSS (*.amat)",
151                             bg=self.header_bg, fg=self.fg_color, font=('Segoe UI', 10))
152     subtitle.pack()
153     input_frame = ttk.LabelFrame(main_frame, text="Входные данные", padding="15")
154     input_frame.pack(fill=tk.X, pady=5)
155     input_frame.columnconfigure(1, weight=1)
156     ttk.Label(input_frame, text="Исходный файл (*.txt):").grid(row=0, column=0, sticky='w', pady=7)
157     entry_in = ttk.Entry(input_frame, textvariable=self.input_file)
158     entry_in.grid(row=0, column=1, sticky='ew', padx=10, pady=7)
159     ttk.Button(input_frame, text="Обзор...", command=self.browse_input).grid(row=0, column=2, padx=5, pady=7)
160     Tooltip(entry_in, "Файл со строками: x y z n")
161     ttk.Label(input_frame, text="Выходной файл (*.amat):").grid(row=1, column=0, sticky='w', pady=7)
162     entry_out = ttk.Entry(input_frame, textvariable=self.output_file, state='readonly')
163     entry_out.grid(row=1, column=1, sticky='ew', padx=10, pady=7)
164     ttk.Label(input_frame, text="Процент нового шага (%):").grid(row=2, column=0, sticky='w', pady=7)
165     entry_percent = ttk.Entry(input_frame, textvariable=self.percent_str, width=10)
166     entry_percent.grid(row=2, column=1, sticky='w', padx=10, pady=7)
167     entry_percent.bind('<KeyRelease>', self.on_percent_change)
168     Tooltip(entry_percent, "Введите число от 1 до 100")
169     self.k_label = ttk.Label(input_frame, text="", font=('Segoe UI', 9, 'italic'))
170     self.k_label.grid(row=3, column=1, sticky='w', padx=10, pady=2)
171     self.on_percent_change()
172     btn_frame = ttk.Frame(main_frame)
173     btn_frame.pack(fill=tk.X, pady=10)
174     self.run_btn = ttk.Button(btn_frame, text="▶ Запустить обработку", command=self.start_processing, width=22)
175     self.run_btn.pack(side=tk.LEFT, padx=5)
176     self.cancel_btn = ttk.Button(btn_frame, text="✕ Отмена", command=self.cancel_processing,
177                                 state='disabled', width=18)
178     self.cancel_btn.pack(side=tk.LEFT, padx=5)
179     log_frame = ttk.LabelFrame(main_frame, text="Лог выполнения", padding="10")
180     log_frame.pack(fill=tk.BOTH, expand=True, pady=5)
181     self.log_area = scrolledtext.ScrolledText(log_frame, width=80, height=15,
182                                             font=('Consolas', 9), wrap=tk.WORD,
183                                             bg='white', fg=self.fg_color)
184     self.log_area.pack(fill=tk.BOTH, expand=True)
185     self.statusbar = ttk.Label(main_frame, text="© 2025 | Версия 2.3", relief=tk.SUNKEN, anchor=tk.W)
186     self.statusbar.pack(fill=tk.X, pady=(5, 0))
187     def auto_generate_output(self):
188         in_path = self.input_file.get().strip()
189         if not in_path:
190             self.log("Сначала выберите входной файл")
191             return
192         dir_name = os.path.dirname(in_path)
193         base_name = os.path.splitext(os.path.basename(in_path))[0]
194         out_name = f"gradient.amat"
195         out_path = os.path.join(dir_name, out_name)
196         self.output_file.set(out_path)
197         self.log(f"Выходной файл будет создан: {out_path}")
198     def on_percent_change(self, event=None):
199         try:
200             p = float(self.percent_str.get())
201             if p <= 0 or p > 100:
202                 self.k_label.config(text="Ошибка: процент должен быть от 1 до 100")
203                 return
204             self.percent.set(p)
205             K = round(100 / p)
206             self.k_label.config(text=f"Интервалов между старыми узлами (K) = {K} (новый шаг = старый / {K})")
207         except ValueError:
208             self.k_label.config(text="Некорректное число")
209     def browse_input(self):
210         fname = filedialog.askopenfilename(
211             title="Выберите исходный файл",
212             filetypes=[("Текстовые файлы", "*.txt"), ("Все файлы", "*.*")])
213         if fname:
214             self.input_file.set(fname)
215             self.auto_generate_output()
216     def log(self, message):
217         self.log_area.insert(tk.END, message + "\n")
218         self.log_area.see(tk.END)
219         self.root.update_idletasks()
220     def process_queue(self):
221         try:
222             while True:
223                 msg = self.queue.get_nowait()
224                 if msg == "DONE":
225                     self.run_btn.config(state='normal')
226                     self.cancel_btn.config(state='disabled')
227                     self.log("Обработка завершена")
228                 elif msg == "ERROR":
229                     self.run_btn.config(state='normal')

```



```

230         self.cancel_btn.config(state='disabled')
231     else:
232         self.log(msg)
233 except queue.Empty:
234     pass
235 self.root.after(100, self.process_queue)
236 def worker(self):
237     try:
238         in_path = self.input_file.get().strip()
239         out_path = self.output_file.get().strip()
240         perc = self.percent.get()
241         if not in_path:
242             self.queue.put("Ошибка: не указан входной файл")
243             self.queue.put("ERROR")
244             return
245         if not out_path:
246             self.queue.put("Выходной файл не указан, генерирую автоматически")
247             dir_name = os.path.dirname(in_path)
248             base_name = os.path.splitext(os.path.basename(in_path))[0]
249             out_path = os.path.join(dir_name, f"{base_name}_interpolated.amat")
250             self.output_file.set(out_path)
251         if not os.path.exists(in_path):
252             self.queue.put("Ошибка: входной файл не существует")
253             self.queue.put("ERROR")
254             return
255         if perc <= 0 or perc > 100:
256             self.queue.put("Ошибка: процент должен быть от 1 до 100")
257             self.queue.put("ERROR")
258             return
259         self.queue.put(f"Входной файл: {in_path}")
260         self.queue.put(f"Выходной файл: {out_path}")
261         self.queue.put(f"Процент: {perc:.1f}%")
262         K = round(100 / perc)
263         if abs(K * perc - 100) > 1e-6:
264             self.queue.put(f"Предупреждение: 100/{perc:.1f} не целое, будет использовано K={K}")
265         self.queue.put("Чтение исходного файла...")
266         x_old, y_old, z_old, n_array = read_old_file(in_path)
267         Nx, Ny, Nz = len(x_old), len(y_old), len(z_old)
268         self.queue.put(f"Старая сетка: {Nx} x {Ny} x {Nz} точек")
269         dx = check_grid_uniform(x_old, "X")
270         dy = check_grid_uniform(y_old, "Y")
271         dz = check_grid_uniform(z_old, "Z")
272         self.queue.put(f"Старые шаги: dx={dx:.4f}, dy={dy:.4f}, dz={dz:.4f}")
273         new_Nx = (Nx - 1) * K + 1
274         new_Ny = (Ny - 1) * K + 1
275         new_Nz = (Nz - 1) * K + 1
276         new_x = np.linspace(x_old[0], x_old[-1], new_Nx)
277         new_y = np.linspace(y_old[0], y_old[-1], new_Ny)
278         new_z = np.linspace(z_old[0], z_old[-1], new_Nz)
279         self.queue.put(f"Новая сетка: {new_Nx} x {new_Ny} x {new_Nz} точек")
280         total_points = new_Nx * new_Ny * new_Nz
281         self.queue.put(f"Всего новых точек: {total_points}")
282         if Nx >= 2:
283             n1 = n_array[0, 0, 0]
284             n2 = n_array[-1, 0, 0]
285             step_frac = perc / 100.0
286             example_values = []
287             for m in range(K + 1):
288                 n_val = n1 + m * step_frac * (n2 - n1)
289                 example_values.append(f"{n_val:.4f}")
290             self.queue.put("Пример расчёта (первые два узла по X при y=z=min):")
291             self.queue.put(f" n1 = {n1:.4f}, n2 = {n2:.4f}, Проц/100 = {step_frac:.3f}")
292             self.queue.put(f" Промежуточные n: " + " + ".join(example_values))
293             self.queue.put(f" Соответствующие ε = n²: " + " + ".join(
294                 [f"{(n1 + m * step_frac * (n2 - n1)) ** 2:.4f}" for m in range(K + 1)])
295             epsilon = np.zeros((new_Nx, new_Ny, new_Nz))
296             self.queue.put("Интерполяция")
297             count = 0
298             for ix, x in enumerate(new_x):
299                 if self.cancel_flag:
300                     self.queue.put("Операция отменена пользователем")
301                     self.queue.put("ERROR")
302                     return
303                 for iy, y in enumerate(new_y):
304                     for iz, z in enumerate(new_z):
305                         n_val = trilinear_interp(x, y, z, x_old, y_old, z_old, n_array)
306                         epsilon[ix, iy, iz] = n_val ** 2
307                         count += 1
308                         if count % 100000 == 0:
309                             self.queue.put(f"Обработано {count}/{total_points} точек")
310             self.queue.put("Интерполяция завершена")
311             self.queue.put(f"Запись в файл {out_path}")
312             with open(out_path, 'w') as f:
313                 first = True
314                 for k in range(new_Nz):
315                     for j in range(new_Ny):
316                         for i in range(new_Nx):
317                             val = epsilon[i, j, k]
318                             if first:
319                                 f.write(f"{val}")
320                                 first = False
321                             else:
322                                 f.write(f" {val}")
323                 f.write("\n")
324             self.queue.put(f"Файл успешно создан: {out_path}")

```

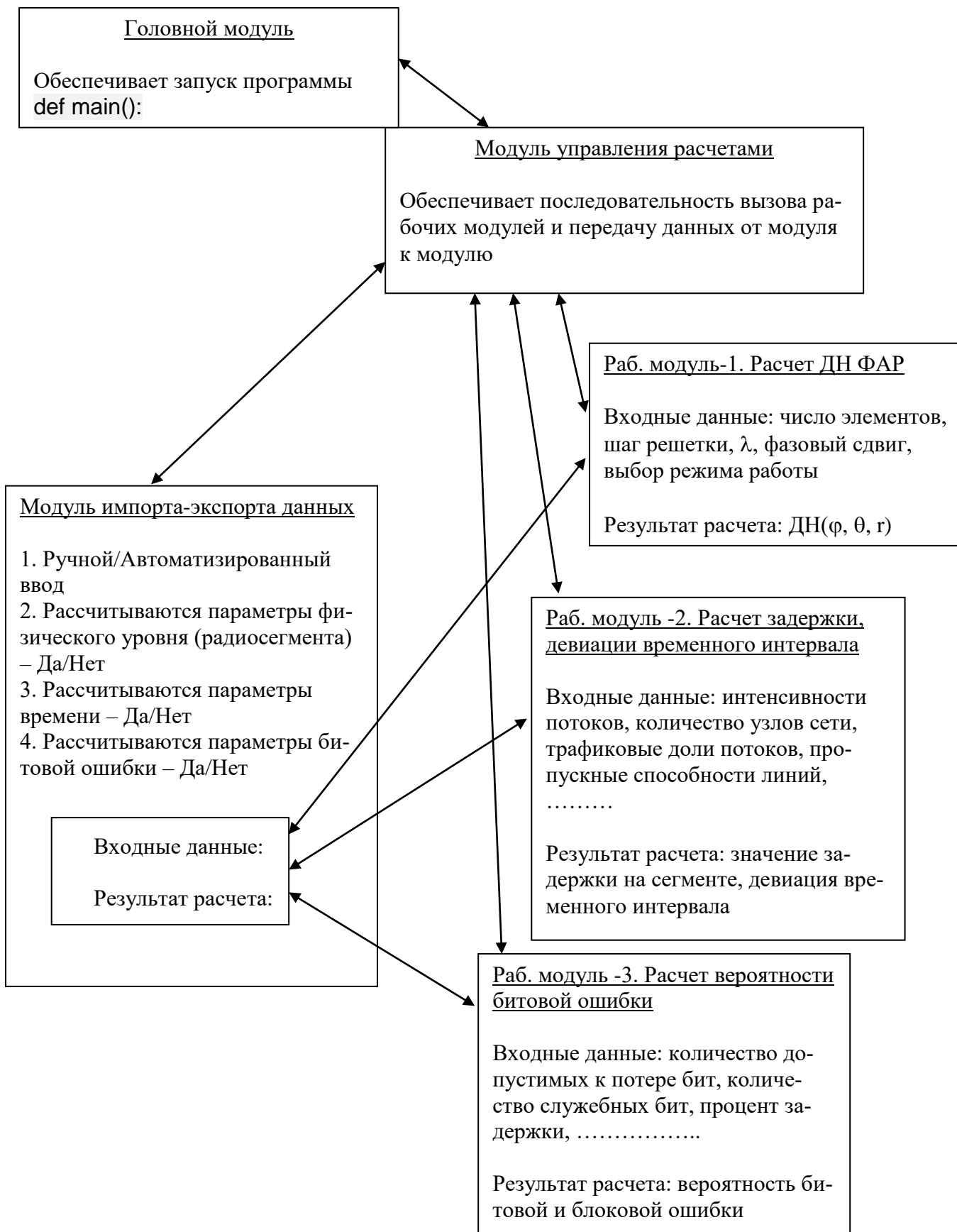
```

325         self.queue.put("DONE")
326     except Exception as e:
327         self.queue.put(f"Ошибка: {e}")
328         self.queue.put("ERROR")
329     finally:
330         self.thread_running = False
331         self.cancel_flag = False
332 def start_processing(self):
333     try:
334         p = float(self.percent_str.get())
335         if p <= 0 or p > 100:
336             self.log("Ошибка: процент должен быть от 1 до 100")
337             return
338         self.percent.set(p)
339     except ValueError:
340         self.log("Ошибка: процент должен быть числом")
341         return
342     if self.thread_running:
343         return
344     self.thread_running = True
345     self.cancel_flag = False
346     self.run_btn.config(state='disabled')
347     self.cancel_btn.config(state='normal')
348     self.log_area.delete(1.0, tk.END)
349     self.log("Запуск обработки")
350     thread = threading.Thread(target=self.worker, daemon=True)
351     thread.start()
352 def cancel_processing(self):
353     if self.thread_running:
354         self.cancel_flag = True
355         self.cancel_btn.config(state='disabled')
356         self.log("Отмена операции")
357 if __name__ == "__main__":
358     root = tk.Tk()
359     app = App(root)
360     root.mainloop()

```



Программа 2



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025693357

«РАСЧЕТ ИЗЛУЧЕНИЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ РАДИОСЕКМЕНТОМ»

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Уфимский государственный нефтяной технический университет» (RU)*

Авторы: *Виноградова Ирина Леонидовна (RU), Головина Евгения Юрьевна (RU), Зарипов Дамир Мунзирович (RU), Шамсутдинова Азалия Викторовна (RU)*

Заявка № 2025692488

Дата поступления 19 ноября 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 27 ноября 2025 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

A handwritten signature in blue ink, appearing to be 'Ю.С. Зубов'.

Ю.С. Зубов

Приложение 3
Акты внедрения результатов
диссертационной работы

У Т В Е Р Ж Д А Ю

Генеральный директор АО «Центр
информационно-коммуникационных
технологий РБ»


«20» 04


АКТ


о внедрении результатов


кандидатской диссертационной работы Головиной Е.Ю. на тему:
Методы повышения эффективности передачи данных в выделенных подсетях
на основе управляющих chirpированных оптических импульсов

Мы, нижеподписавшиеся: начальник отдела сетевого обеспечения АО «Центр ИКТ РБ» Шаймарданов Р.З., и главный специалист оборудования коммутации центра обработки данных АО «Центр ИКТ РБ» Кильдияров А. Ш. составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы:


- методика управления сегментом высокоскоростной сети при переключениях (например, в случае аварий), и
- программа, составленная на языке Python, позволяющая моделировать и визуализировать процессы приема-передачи сигналов в системе связи с авариями, а также – рассчитывать QoS-показатели

внедрены в эксплуатацию на волоконно-оптической сети АО «Центр ИКТ РБ», обслуживающей ЦОД в городе Уфа. Применение результатов диссертационной работы позволило обеспечить дополнительный мониторинг сигналов, снизить задержки при переключениях и тем самым решить задачу уменьшения вероятности сбоев. В свою очередь это позволило снизить операционные затраты и повысить надёжность передачи.

Начальник отдела сетевого обеспечения  Р. З. Шаймарданов

Главный специалист оборудования коммутации
центра обработки данных  А. Ш. Кильдияров

У Т В Е Р Ж Д А Ю
Проректор по учебной работе
Уфимского государственного
нефтяного технического
университета


« 01 » 01



АКТ

о внедрении в учебный процесс университета результатов
кандидатской диссертации Головиной Евгении Юрьевны по теме
«Методы повышения эффективности передачи данных в выделенных под-
сетях на основе управляющих чирпированных оптических импульсов»

Мы, нижеподписавшиеся, Начальник управления развития образования Еркеева Ю.В., Начальник Информационно-аналитического управления (ИАУ) Байбурин Эдуард Рамилевич и и.о. заведующего кафедрой «Вычислительной техники и инженерной кибернетики» (ВТИК) к.ф.-м.н., доцент Зарипов Д.М., составили настоящий акт о том, что полученные Головиной Е.Ю. основные результаты кандидатской диссертации (метод управления волоконно-оптическим пакетно-коммутирующим сегментом, методика управления радиосегментом волоконно-радиоэфирной сети, метод преобразования изменения амплитуды при изменении длины волны для оптического сигнала, архитектура волоконно-оптической линии с ФИМД-управлением) внедрены и применяются в учебном процессе при проведении дисциплины «Разработка информационно-управляющих систем» (БПО-26, БПО09-26, БПО09и-26, БИФ-26, БИФз-26) в виде: программного лабораторного комплекса (свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2025693357 от 27.11.2025г.), позволяющего моделировать параметры волоконно-радиоэфирных сетей связи; учебно-научной методики проектирования разветвлённых сегментов таких сетей, включающей метод управления пакетно-коммутирующим сегментом с использованием функции чирпа, методику управления радиосегментом для формирования выделенных подсетей и архитектуру волоконно-оптической линии с ФИМД-управлением для сетей MAN – xPON – RoF; учебно-методического пособия «Радиосистемы обработки информации и телекоммуникации» (Радиосистемы обработки информации и телекоммуникации: учебно-методическое пособие для выполнения лабораторных работ и СРО / УГНТУ, ИНН (фил. в г. Салавате), каф. ИнТех ; сост. Головина Е.Ю., Виноградова И.Л., Зарипов Д. М., Шамсутдинова А.В. - Салават : УГНТУ, 2025. - 1,13 Мб. - Б. ц. - Текст: электронный); а также наглядных пособий для лабораторных, практических, расчетно-графических и курсовых работ.

Начальник управления
развития образования
Председатель комиссии,

Ю.В. Еркеева

Начальник ИАУ
и.о. заведующего кафедрой ВТИК

к.т.н., профессор Э.Р. Байбурин

к.ф.-м.н., доцент Д.М. Зарипов