

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

На правах рукописи



Степанов Иван Васильевич

**СНИЖЕНИЕ ШАГА ПЕРЕСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО
АВТОГЕНЕРАТОРА С ЭЛЕМЕНТАМИ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ФОТОНИКИ**

Специальность 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Султанов Альберт Ханович

Уфа, 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 Анализ существующих архитектур оптоэлектронных осцилляторов.....	10
1.1 Архитектуры и характеристики ОЭО	11
1.1.1 Одноконтурный ОЭО	11
1.1.2 Эксплуатационные параметры ОЭО	13
1.1.2.1 Коэффициент подавления побочных мод	14
1.1.2.2 Фазовый шум.....	14
1.1.3 Двухконтурные ОЭО	15
1.1.4 Сопряжённые ОЭО	17
1.1.5 ОЭО с симметрией по чётности и времени	18
1.2 ОЭО с перестройкой частоты	20
1.3 Области применения ОЭО	23
1.4 Интегральные ОЭО	27
1.4.1 Платформы интегральной фотоники для реализации ОЭО	27
1.4.2 Интегральные реализации ОЭО	29
1.5 Выводы по главе 1.....	33
2 Разработка математической модели процесса перестройки частоты оптоэлектронного осциллятора	35
2.1 Факторы, влияющие на частоту генерируемого сигнала.....	35
2.2 Аналитическое определение частоты колебания на выходе ОЭО.....	36
2.3 Метод перестройки частоты на выходе ОЭО.....	38
2.4 Интегральные оптические линии задержки	39
2.4.1 ПЛЗ на основе ИМЦ	40
2.4.2 ПЛЗ на основе МКР	41
2.5 Выводы по главе 2.....	42
3 Разработка численных моделей отдельных компонентов ОЭО.....	43
3.1 Численные модели пассивных компонентов	43
3.1.1 Интегральный оптический волновод	43
3.1.2 Многомодовый направленный ответвитель.....	46
3.1.3 Микрокольцевой резонатор	49
3.2 Моделирование управляющих эффектов	52
3.2.1 Термооптический эффект.....	52
3.2.2 Электрооптический эффект	55
3.3 Моделирование линий задержки.....	57
3.4 Методика структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи ОЭО	61
3.5 Выводы по главе 3.....	64

4 Численная модель оптоэлектронного осциллятора и возможности его реализации	65
4.1 Определение зависимости частоты ОЭО от значения вносимой временной задержки	65
4.2 Моделирование процесса перестройки частоты ОЭО	69
4.3 Оценка уровня фазового шума	72
4.4 Упрощение процесса измерения и перестройки частоты ОЭО	74
4.4.1 Оценка эффективности схемы подстройки частоты	76
4.5 Выводы по главе 4.....	77
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	79
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	81
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	83
Приложение А. Акты о внедрении научных результатов.....	96
Приложение Б. Формула полезной модели к патенту Российской Федерации.....	98
Приложение В. Государственная регистрация программы для ЭВМ	99

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Для телекоммуникационных и радиолокационных систем требуются источники сверхвысокочастотных колебаний (СВЧ), обладающие низким уровнем фазового шума и возможностью перестройки частоты генерируемого колебания в широком диапазоне (порядка десятков гигагерц) [1–3].

Оптоэлектронные осцилляторы (ОЭО), также известные как оптоэлектронные автогенераторы, способны генерировать СВЧ-колебания с низким уровнем фазового шума в широкой полосе частот, однако они обладают высоким шагом перестройки частоты генерируемого колебания. При этом уже продемонстрировано применение ОЭО в радарных и телекоммуникационных системах, а также в устройствах обработки сигналов [4]. В свою очередь, традиционные генераторы СВЧ-колебаний на основе электронных компонентов зачастую используют умножение частоты низкочастотных сигналов, сгенерированных с использованием кварцевых резонаторов, либо генераторов поверхностных акустических волн [5]. Однако в этом случае, из-за высокого коэффициента умножения частоты возникает проблема высокого уровня фазового шума сигнала на выходе. Другие варианты электронных генераторов СВЧ-колебаний, обладающих низким уровнем фазового шума, построены на основе арсенида галлия и обладают ограниченным диапазоном перестройки частоты [6,7]. В результате, по сравнению с классическими СВЧ-генераторами ОЭО обеспечивают более низкий уровень фазового шума и высокую спектральную чистоту сигнала, также они обеспечивают значительно больший диапазон перестройки частоты (порядка нескольких десятков гигагерц) [4,8].

Несмотря на наличие явных преимуществ ОЭО перед традиционными генераторами СВЧ-колебаний, последние обладают значительно меньшим шагом перестройки частоты (до 0,001 Гц [9]), тогда как для ОЭО его значение составляет порядка десятков килогерц при значительном уменьшении диапазона перестройки частоты [5,9].

Степень разработанности темы. В ходе диссертационного исследования были использованы труды отечественных и зарубежных учёных. Среди отечественных учёных можно выделить работы Устинова А.Б., Таценко И.Ю., Никитина А.А. и Витько В.В., в которых приведено описание процесса автогенерации в оптоэлектронных генераторах и проведено исследование методов снижения джиттера. Среди зарубежных учёных можно выделить работы Яо С., Малеки Л., Хао Т., Танга Дж., Доменека Д., Жанга В., Яо Дж., Девгана П.С., Дилия Дж., Прабху А. и др.

Стоит отметить, что существующие решения с низким значением шага перестройки частоты ОЭО (ниже 10 кГц) обеспечивают узкий диапазон её перестройки (до 1 ГГц). При этом современные стандарты сотовой связи предполагают применение несущих частот до 100 ГГц, соответственно, для будущих систем связи необходимы генераторы, обеспечивающие широкую полосу перестройки частоты.

Дальнейшее развитие оптоэлектронных генераторов связано с интегральной реализацией оптической части, что позволит снизить их габариты и энергопотребление, а также повысить надёжность. Помимо этого, интегральная реализация позволит расширить области применения ОЭО.

Таким образом, задача снижения шага перестройки частоты оптоэлектронных осцилляторов является актуальной, как с практической, так и с научной точки зрения.

С учётом вышеперечисленного, можно сформулировать научную задачу, которая заключается в снижении шага перестройки частоты ОЭО при сохранении широкого диапазона её перестройки.

Объект исследования. Процесс генерации сверхвысокочастотных колебаний методами радиофотоники.

Предмет исследования. Методы перестройки частоты оптоэлектронного осциллятора.

Цель исследования. Снижение шага перестройки частоты оптоэлектронных осцилляторов при сохранении широкого диапазона перестройки частоты.

Задачи исследования:

1. Разработать математическую модель процесса перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора, учитывающую применение элементов интегральной фотоники в оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора.
2. Разработать метод перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора с использованием управления фазовым набегом в оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора без срыва процесса генерации при перестройке частоты.
3. Разработать методику структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора, учитывающую различные физические эффекты для изменения фазы оптического сигнала в интегральном оптическом волноводе.
4. Разработать структуру синтезатора сверхвысокочастотных колебаний, позволяющую упростить блок измерения и перестройки частоты оптоэлектронного осциллятора.

Научная новизна работы:

1. Разработана математическая модель процесса перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора, *основанного* на контроле фазового набега в его оптической части петли обратной связи, *отличающаяся* учётом применения элементов интегральной фотоники оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора, и *позволяющая* определить частоту сверхвысокочастотного колебания на выходе оптоэлектронного осциллятора и диапазон её перестройки, а также построить настроечную характеристику возбuditеля сверхвысокочастотных колебаний.
2. Разработан метод перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора, *основанный* на изменении фазового набега в оптической части петли обратной связи, *отличающийся* применением интегральной оптической линии задержки в ней, и *позволяющий* обеспечить перестройку частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора без срыва генерации.

3. Разработана методика структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора, *отличающаяся* учётом различных физических эффектов для изменения фазы оптического сигнала в интегральном оптическом волноводе, *позволяющая* снизить шаг перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора.

4. Предложена структура синтезатора сверхвысокочастотных колебаний, *основанная* на использовании оптоэлектронного осциллятора с элементами интегральной фотоники в его оптической части петли обратной связи, *отличающаяся* применением блока понижения частоты, *позволяющая* упростить структуру блока измерения частоты и её перестройки.

Теоретическая и практическая значимость заключается в том, что предложены метод перестройки частоты ОЭО без срыва генерации, структурное решение, обеспечивающее снижение шага перестройки частоты ОЭО, а также разработана методика структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи ОЭО. С практической точки зрения снижение шага перестройки частоты ОЭО и упрощение блока измерения и управления его частотой позволит применять его в большем количестве телекоммуникационных устройств.

Методы исследования. В рамках диссертационной работы результаты были получены с использованием математического аппарата теории связи, в частности были рассмотрены передаточные функции отдельных компонентов с учётом выполнения критерия Баркгаузена (условия баланса амплитуд и фаз). Помимо этого, были использованы методы численного моделирования, а именно: методы конечных разностей во временной области, конечной разности собственных мод, конечных элементов и аппарат матриц рассеяния.

Положения, выносимые на защиту:

1. Математическая модель процесса перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора, учитывающая применение элементов интегральной фотоники в оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора.

2. Метод перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора с использованием управления фазовым набегом в оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора без срыва процесса генерации при перестройке частоты.

3. Методика структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора, учитывающая различные физические эффекты для изменения фазы оптического сигнала в интегральном оптическом волноводе.

4. Структура синтезатора сверхвысокочастотных колебаний, позволяющая упростить блок измерения и перестройки частоты оптоэлектронного осциллятора.

Достоверность и обоснованность результатов, полученных в рамках диссертационной работы, подтверждается использованием известных теоретических положений, соответствии используемых математических моделей реальным физическим процессам и численными методами, апробированными в других областях.

Апробация полученных результатов. Основные теоретические и практические результаты, полученные автором, докладывались и обсуждались на международных и всероссийских научно-технических конференциях:

1. Компьютерное проектирование в электронике (EDA Conference 2024), Минск, 2024.

2. XXII Международная научно-техническая конференция «Оптические технологии в телекоммуникациях», Самара, 2024.

3. IEEE 3rd International Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE), Новосибирск, 2024.

4. XXIII Международная научно-техническая конференция «Оптические технологии в телекоммуникациях», Уфа, 2025.

Представленные в диссертационной работе результаты исследования получены в рамках реализации государственного задания Минобрнауки России для УУНиТ (соглашение № 075-03-2024-123/1 от 15.02.2024 г.) в молодёжной научно-исследовательской лаборатории Евразийского НОЦ «Сенсорные системы на

основе устройств интегральной фотоники» и реализации гранта фонда содействия инновациям по программе «УМНИК» (договор № 8ГУЭС18/91359 от 22.12.2023).

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 12 научных работ, в том числе 3 статьи в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК, 4 в научных изданиях, входящих в базы цитирования Web of Science и Scopus (2 из них уровня Q1 и Q2), 5 публикаций в других изданиях. Получены 2 свидетельства на результат интеллектуальной деятельности: 1 патент на полезную модель и 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Соответствие паспорту специальности. Результаты диссертационной работы соответствуют следующим пунктам паспорта научной специальности 2.2.15. «Системы, сети и устройства телекоммуникаций»:

1. Разработка, и совершенствование методов исследования, моделирования и проектирования сетей, систем и устройств телекоммуникаций.

2. Исследование новых технических, технологических и программных решений, позволяющих повысить эффективность развития цифровых сетей, систем и устройств телекоммуникаций.

20. Разработка методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем.

Личный вклад автора. Все основные результаты диссертационной работы – математические модели, структурные решения и численные модели, разработаны автором лично. Постановка цели и задач исследования осуществлялись автором самостоятельно. Публикации по теме диссертации были выполнены в соавторстве, однако основной материал был сформулирован автором диссертационной работы.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка сокращений, списка литературы и 3 приложений. Общий объём составляет 99 страниц, в том числе основной текст 80 страниц, содержащий 46 рисунков и 4 таблицы. Список литературы включает в себя 134 наименования.

1 Анализ существующих архитектур оптоэлектронных осцилляторов

Генерация СВЧ-колебаний в ОЭО происходит на основании преобразования биений двух оптических несущих на фотодетекторе [8,10]. Подобный принцип генерации СВЧ-колебаний может быть реализован с помощью двух лазеров с разными частотами, излучение с которых поступает на один фотодетектор (рисунок 1.1) [11].

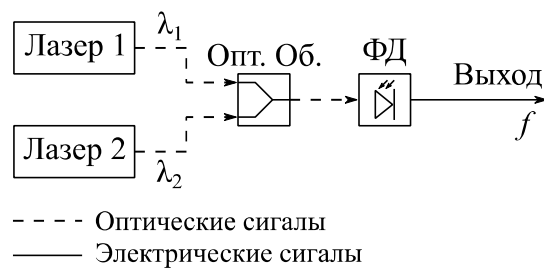


Рисунок 1.1 – Схема генерации СВЧ-колебаний с использованием двух лазеров [11]: Опт. Об. – оптический объединитель пучка; ФД – фотодетектор

В этом случае частота СВЧ-колебания на выходе схемы определяется разностью частот излучения лазеров (рисунок 1.2):

$$f = |f_1 - f_2| = \left| \frac{c}{\lambda_1} - \frac{c}{\lambda_2} \right|, \quad (1.1)$$

где f_1 и f_2 – частоты излучения первого и второго лазеров; c – скорость света; λ_1 и λ_2 – длины волн излучения первого и второго лазеров, соответственно.

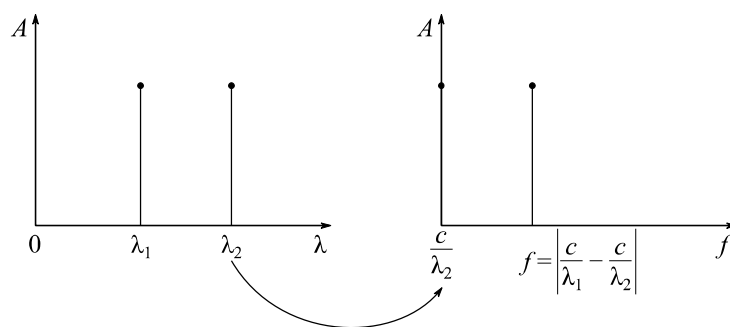


Рисунок 1.2 – Схематическая диаграмма процесса получения частоты биения на выходе фотодетектора

Недостатками представленного подхода являются необходимость применения двух синхронизированных лазеров и ограничение шага перестройки частоты возможностями изменения длины волны излучения лазеров – для коммерческих лазеров минимальный шаг перестройки длины волны равен 1 пм, что соответствует шагу изменения частоты 125 МГц [12].

1.1 Архитектуры и характеристики ОЭО

Впервые ОЭО был представлен в 1996 году Яо и Малеки [8] на основе волоконно-оптических компонентов. В дальнейшем, были представлены его различные модификации, направленные на улучшение характеристик ОЭО и расширение его областей применения.

1.1.1 Одноконтурный ОЭО

Классическая схема одноконтурного ОЭО представлена на рисунке 1.3. Оптическая несущая, излучаемая лазером, модулируется по амплитуде сигналом, поступающим из петли обратной связи, с помощью электрооптического модулятора (ЭОМ). Модулированный оптический сигнал проходит через оптический усилитель и поступает через одномодовое волокно на фотодетектор, где преобразуется в электрический. Этот сигнал проходит через электрические усилитель и полосовой фильтр, используемый для выбора моды, также известной как собственная частота колебаний, ОЭО. Сигнал с фильтра делится на две части. Одна поступает через устройство управления фазой (фазовращатель, ФВ) на управляющий вход ЭОМ, тем самым формируя петлю с положительной обратной связью. Вторая часть сигнала передаётся на другие устройства, использующие ОЭО, как СВЧ-генератор.

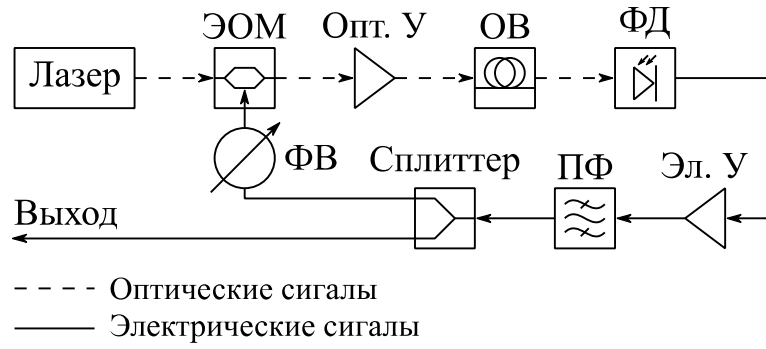


Рисунок 1.3 – Схема одноконтурного ОЭО [8]: ЭОМ – электрооптический модулятор; Опт. У – оптический усилитель; ОВ – оптическое волокно; ФД – фотодетектор; Эл. У – электронный усилитель; ПФ – полосовой фильтр; ФВ – фазовращатель

В случае применения в качестве ЭОМ модулятора Маха-Цендера (ММЦ), напряжённость электрического поля на его выходе описывается как [8]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos \left[\frac{\pi V_{in}(t)}{V_{\pi}} + \frac{\varphi}{2} \right] e^{j\frac{\varphi}{2}}, \quad (1.2)$$

где $E_{in}(t)$ – напряжённость электрического поля на выходе лазера; $\varphi = \pi V_b / V_{\pi}$ – фазовый сдвиг, возбуждаемый постоянным напряжением смещения на модуляторе V_b ; V_{π} – полуволновое напряжение ММЦ. После прохождения через петлю обратной связи сигнал на выходе ФВ может быть описан как [8]:

$$V_{out}(t) = \frac{1}{2} R R_d \gamma G_e G_0 P_0 e^{-\alpha L} \cos \left[\frac{\pi V_{in}(t)}{V_{\pi}} + \varphi \right], \quad (1.3)$$

где R – чувствительность фотодетектора; R_d – импеданс фотодетектора; γ – коэффициент затухания сигнала в полосовом фильтре, делителе напряжения и ФВ; G_e – коэффициент усиления по напряжению электрического усилителя; G_0 – коэффициент усиления оптического усилителя; P_0 – средняя мощность на выходе фотодетектора; α – коэффициент затухания в оптическом волокне; L – длина оптического волокна.

Тогда малосигнальное усиление при разомкнутой петле обратной связи ОЭО [8]:

$$G_s = \left. \frac{dV_{out}}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} = - \frac{\pi R R_d \gamma G_e G_0 P_0 e^{-\alpha L} \sin \varphi}{V_{\pi}}. \quad (1.4)$$

Для запуска процесса генерации колебаний должно соблюдаться условие баланса амплитуд, то есть величина G_S должна превышать потери в контуре ОЭО. Также должно соблюдаться условие баланса фаз [8]:

$$\omega_k \tau + \phi(\omega_k) + \phi_0 = 2k\pi, k = 0, 1, 2, \dots, \quad (1.5)$$

где k – модовое число ОЭО; ω_k – угловая частота моды ОЭО; τ – временная задержка в петле обратной связи; $\phi(\omega_k)$ – частотно-зависимая фаза сигнала в петле обратной связи, обусловленная физической величиной дисперсии компонентов петли обратной связи; ϕ_0 – начальная фаза сигнала.

Теоретический анализ показал, что моды ОЭО, для которых выполняются условия баланса амплитуд и фаз, способны возбуждать СВЧ-колебания. Разность частот между двумя соседними модами ОЭО называется областью дисперсии (англ. FSR – free spectral range), которая обратно пропорциональная величине задержки в петле обратной связи. Обычно для выбора моды ОЭО используется электрический полосовой фильтр. В полосе пропускания фильтра мода ОЭО с наибольшей энергией, близкая к центральной частоте фильтра, может сосуществовать с побочными модами с меньшей энергией, если значение FSR меньше полосы пропускания фильтра. Однако вследствие насыщения усилителей и нелинейного поведения ЭОМ, коэффициенты усиления мод сводятся к 1. Соответственно, остаётся только та мода ОЭО, частота которой наиболее близка к центральной частоте полосового фильтра. Эта мода и формирует СВЧ-колебание на выходе ОЭО и определяет его рабочую частоту.

1.1.2 Эксплуатационные параметры ОЭО

Ключевыми параметрами ОЭО являются коэффициент подавления побочных мод (англ. SMSR – side-mode suppression ratio) и уровень фазового шума, напрямую связанные со спектральной чистотой и стабильностью генерируемого колебания. Помимо этого, с точки зрения практической реализации важным параметром является энергопотребление. Обычно ОЭО в дискретном исполнении обладают большим энергопотреблением по сравнению с классическими СВЧ-генераторами из-за энергии, используемой для питания ЭОМ и оптического усилителя. Однако, по сравнению с классическими СВЧ-генераторами, ОЭО обеспечивают более

широкий диапазон перестройки частоты, спектральную чистоту и низкий уровень фазового шума. Более того, благодаря интегральной реализации оптической части ОЭО его энергопотребление может быть значительно снижено.

1.1.2.1 Коэффициент подавления побочных мод

SMSR описывает спектральную чистоту генерируемого сигнала ОЭО и может быть определён как [4]:

$$SMSR = 10 \lg \left(\frac{P_{main}}{P_{side}} \right), \quad (1.6)$$

где P_{main} – мощность моды ОЭО с наибольшей энергией, P_{side} – максимальная мощность побочных мод ОЭО.

Как было указано выше, мода ОЭО выбирается электрическим полосовым фильтром. Но в схемах с большой длиной оптического волокна, обеспечивающей необходимую временную задержку в петле обратной связи ОЭО, значение FSR достаточно мало, чтобы в полосе пропускания фильтра попадало множество побочных мод ОЭО [13]. Одним из возможных вариантов решения данной проблемы является замена оптического волокна на высокодобротный оптический резонатор, добротность которого можно определить как [4]:

$$Q = 2\pi f_{osc} \tau, \quad (1.7)$$

где f_{osc} – требуемая частота основной моды ОЭО, τ – временная задержка петли обратной связи. Высокодобротные оптические резонаторы (например, микрокольцевые резонаторы) обладают высокими значениями FSR и добротности, тем самым обеспечивая высокую спектральную частоту сигнала на выходе ОЭО.

1.1.2.2 Фазовый шум

Фазовый шум ОЭО определяется как соотношение уровня шума при отклонении частоты сигнала от требуемой на 1 Гц. Согласно модели Лисона спектральная плотность мощности фазового шума на выходе ОЭО [14]:

$$S_{\phi_o}(f) = S_{\phi_i}(f) \left[1 + \left(\frac{f_{osc}}{2fQ} \right)^2 \right], \quad (1.8)$$

где $S_{\phi}(f)$ – входная спектральная плотность мощности фазового шума, f – отклонение требуемой частоты от частоты генерируемого сигнала (т.е. абсолютная нестабильность частоты).

Входная спектральная плотность мощности фазового шума включает в себя относительную интенсивность шума лазера, дробовой и тепловой шумов, а также фликер-шум. Относительная интенсивность шума лазера приводит к случайному изменению тока на выходе фотодетектора из-за нестабильной интенсивности излучения на выходе лазера. Дробовой шум в большей мере обусловлен статистическими флуктуациями несущих в ОЭО. Тепловой шум в основном возникает в радиочастотных (электронных) усилителях и фотодетекторе. Фликерный шум является низкочастотным шумом этих же компонентов. Тогда входная спектральная плотность мощности фазового шума может быть описана как [4]:

$$S_{\phi}(f) = \frac{N_{RIN} I_{ph}^2 R_d + 2eI_{ph} R_d + 2k_B T_e N_F}{P_{osc}} + b_{-1} / f, \quad (1.9)$$

где N_{RIN} – относительная интенсивность шума лазера; I_{ph} – фототок; R_d – импеданс фотодетектора; e – заряд электрона; k_B – постоянная Больцмана; T_e – температура окружающей среды; N_F – коэффициент шума радиочастотного усилителя; b_{-1} – коэффициент фликер-шума радиочастотного усилителя и фотодетектора; P_{osc} – мощность СВЧ-колебания перед радиочастотным усилителем.

1.1.3 Двухконтурные ОЭО

Как было указано ранее, в схемах с большой длиной оптического волокна значение FSR достаточно мало, чтобы в полосу пропускания фильтра попадало множество побочных мод ОЭО и для повышения этого значения могут быть использованы высокодобротные оптические резонаторы [4]. Другим вариантом решения проблемы малого значения FSR одноконтурного ОЭО являются двухконтурные ОЭО [13,15]. В них используются две оптические петли обратной связи с разной длиной оптического волокна.

Схема двухконтурного ОЭО представлена на рисунке 1.4. В этой схеме модулированный сигнал усиливается и разделяется на два плеча, одно из которых

соединяется с фотодетектором через короткое оптическое волокно, а другое – через длинное. Оптические сигналы с обоих плеч преобразуются в электрические и объединяются перед радиочастотным усилителем. В такой конфигурации электронный усилитель и фазовращатель также используются для соблюдения условий баланса амплитуд и фаз, а полосовой фильтр – для выбора моды ОЭО. Плечо с длинным оптическим волокном используется для повышения добротности петли обратной связи, а с коротким – для выбора моды ОЭО, тем самым улучшая SMSR. За счёт кратной разности длин волокон возможна генерация различных мод ОЭО. В этом случае в ОЭО могут существовать только общие моды, тогда генерируемая частота на выходе ОЭО [15]:

$$f = m \cdot FSR_1 = n \cdot FSR_2, \quad (1.10)$$

где m и n – целые числа; FSR_1 и FSR_2 – величины FSR частей петли обратной связи с длинным и коротким оптическими волокнами, соответственно. Благодаря эффекту Вернье разность частот между отдельными модами ОЭО увеличивается, тем самым повышая значение SMSR со снижением уровня фазового шума.

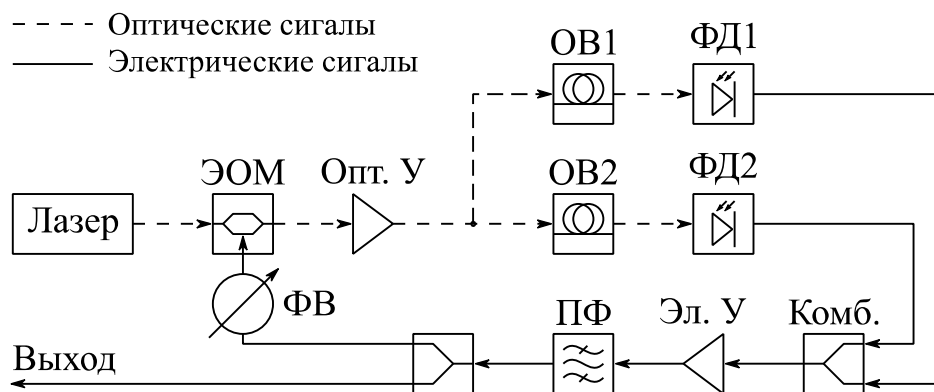


Рисунок 1.4 – Схема двухконтурного ОЭО [15]: комб. – комбайнер (объединитель электрических сигналов)

Стоит отметить, что в подобной схеме объединение сигналов с разных петель обратной связи ОЭО возможно в оптической части за счёт применения поляризационных делителей светового пучка [16,17]. В свою очередь, это делает возможным упрощение электрической части схемы ОЭО за счёт использования одного фотодетектора.

Также возможно применение множества лазеров с использованием мультиплексирования по длине волны. Это позволяет снизить возможную интерференцию оптических сигналов из разных петель по сравнению с предыдущим методом с использованием поляризационных делителей. Соответственно, использование мультиплексирования значительно снижает вероятность возникновения случайных биений, вызываемых случайной интерференцией, тем самым улучшая характеристики ОЭО [18].

1.1.4 Сопряжённые ОЭО

Для уменьшения уровня фазового шума в одноконтурных и двухконтурных ОЭО используются оптические волокна большой длины. Однако большая длина оптической части петли обратной связи приводит к большей чувствительности системы к внешним воздействиям. Одним из вариантов решения данной проблемы является схема сопряжённого ОЭО (СОЭО), также известная как регенеративный лазер с синхронизацией мод [19,20].

Схема СОЭО представлена на рисунке 1.5. Он состоит из двух связанных контуров – лазера с синхронизацией мод и ОЭО. Первый контур состоит из ММЦ, контроллера поляризации, оптических ответвителя, усилителя и фильтра. Контур ОЭО выполнен, также как и в одноконтурном случае, однако имеет общий ММЦ с лазером с синхронизацией мод. В СОЭО не требуется наличие внешнего лазера, поскольку оптический сигнал формируется в первом контуре, в отличие от представленных выше схем ОЭО.

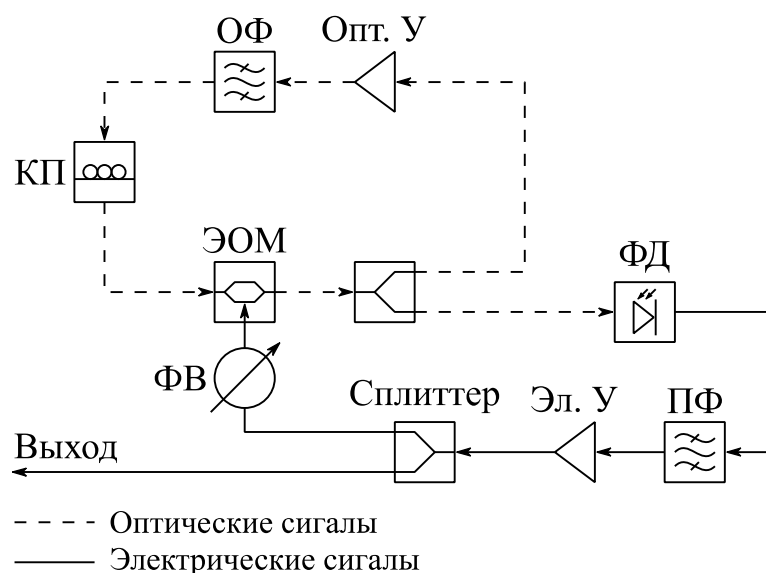


Рисунок 1.5 – Схема СОЭО [19]: КП – контроллер поляризации; ОФ – оптический фильтр

Синхронизация мод происходит в том случае, когда частота сигнала, поступающего на ЭОМ, кратна значению FSR лазера с синхронизацией мод. В этом случае возбуждается только небольшая часть мод лазера, при этом расстояние между ними в спектре равно частоте генерации ОЭО. Данные моды вводятся в петлю обратной связи ОЭО, подавляя его побочные моды. После нескольких повторов описанного процесса СОЭО выходит на стабильный режим генерации СВЧ-колебания с низким уровнем фазового шума.

Низкий уровень фазового шума обеспечивается высоким значением эквивалентной добротности СОЭО. За счёт этого можно уменьшить длину оптического волокна в оптической части петли обратной связи ОЭО, а также упростить электрический полосовой фильтр.

1.1.5 ОЭО с симметрией по чётности и времени

В ОЭО с симметрией по чётности и времени (ЧВ-ОЭО, англ. parity-time-symmetric optoelectronic oscillator) может не использоваться электрический полосовой фильтр, однако его применение улучшает характеристики системы [21]. По сравнению с представленными выше схемами такой ОЭО позволяет генерировать сигналы с высокой спектральной чистотой даже при малых значениях FSR. ЧВ-ОЭО состоит из двух связанных контуров одинаковой длины: один

обеспечивает усиление, а другой – потери. Для соблюдения условия симметрии по чётности и времени требуется соблюдение баланса величин усиления и потерь. Благодаря изменению усиления, потерь и коэффициента связи между контурами возможно селективное нарушение условия симметрии по чётности и времени для отдельных мод ОЭО, что позволяет выбирать моду ОЭО, обеспечивающую требуемую частоту генерации.

Генерируемая мода описывается набором связанных дифференциальных уравнений, описывающих амплитуды n -ой продольной моды $a_n^{(1,2)}$ в каждом контуре ЧВ-ОЭО [21]:

$$\begin{aligned}\frac{da_n^{(1)}}{dt} &= (j\Delta\omega_n^{(1)} + g)a_n^{(1)} - j\mu a_n^{(2)}, \\ \frac{da_n^{(2)}}{dt} &= (j\Delta\omega_n^{(2)} + \gamma)a_n^{(2)} - j\mu a_n^{(1)},\end{aligned}\tag{1.11}$$

где g и γ – полный коэффициент усиления в соответствующем контуре; μ – коэффициент связи между двумя контурами; ω_n – угловая частота n -ой моды; $\omega_n^{(1,2)}$ – резонансные частоты каждого контура; $\Delta\omega_n^{(1,2)} = \omega_n - \omega_n^{(1,2)}$ – отстройка частоты каждого контура. Решение представленных выше уравнений является собственными частотами системы, обеспечивая идентификацию стабильной моды ОЭО при нарушении условия симметрии по чётности и времени.

Чаще всего ЧВ-ОЭО реализуются с использованием двух контуров, в которых изменение усиления и потерь производится с помощью усилителей и аттенюаторов [21] (рисунок 1.6), либо поляризационными методами [22,23]. Помимо этого, существуют одноконтурные ЧВ-ОЭО (рисунок 1.7), в которых усиление, потери и коэффициент связи эквивалентных контуров задаются изменением длины волны на входе схемы за счёт амплитудно-частотной характеристики чирпированной брэгговской решётки [24].

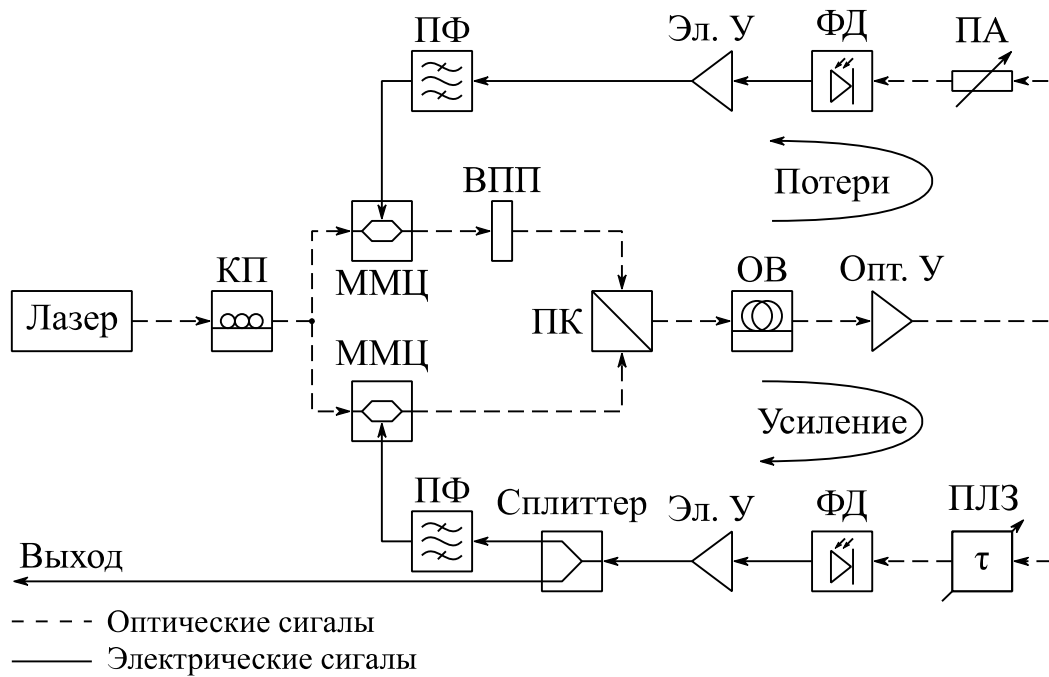


Рисунок 1.6 – Схема ЧВ-ОЭО [21]: ММЦ – модулятор Маха-Цендера; ВПП – вращатель плоскости поляризации; ПК – поляризационный комбайнер; ПА – перестраиваемый аттенуатор; ПЛЗ – перестраиваемая линия задержки

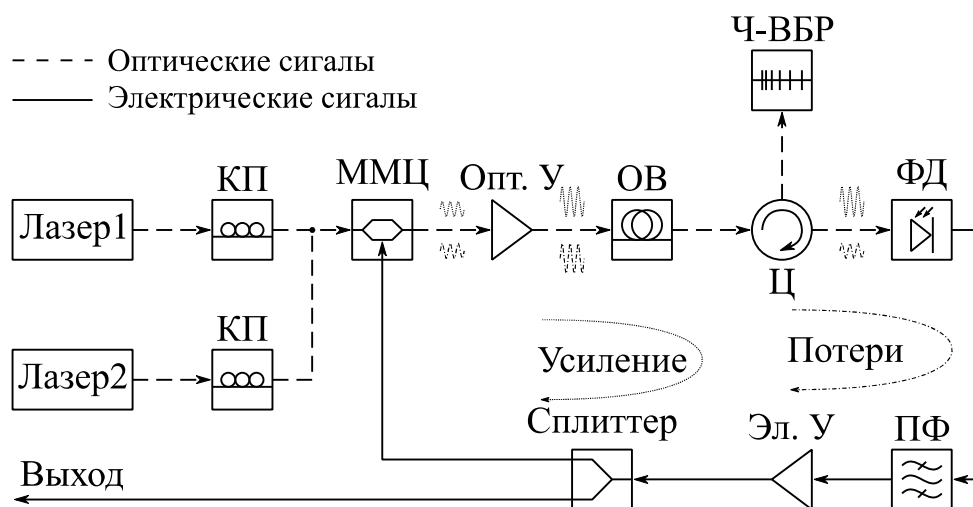


Рисунок 1.7 – Одноконтурный ЧВ-ОЭО [24]: Ц – циркулятор; Ч-ВБР – чирпированная волоконная брэгговская решётка

1.2 ОЭО с перестройкой частоты

Стоит отметить, что во всех ранее представленных схемах ОЭО не рассматривался процесс перестройки частоты. Для её реализации они могут быть

модифицированы, для этого обычно используются либо перестраиваемые электрические, либо микроволновые фотонные фильтры (МФФ) [25–27].

В качестве перестраиваемых электрических фильтров широко применяются фильтры на железно-иттриевом гранате (ЖИГ), центральная частота которых устанавливается управляющим напряжением [28,29]. Однако, такое управление требует прецизионного контроля напряжения, также диапазон перестройки частоты, полоса пропускания и помехоустойчивость ЖИГ-фильтров могут негативно влиять на стабильность генерируемой частоты и диапазон её перестройки.

В свою очередь, МФФ обеспечивают больший диапазон перестройки и лучшую помехоустойчивость. Например, ОЭО с перестраиваемым МФФ на основе неразделённого широкополосного источника излучения, последовательно соединённого с фазовым модулятором и оптическим волокном с компенсацией дисперсии, обладает диапазоном перестройки частоты СВЧ-сигнала от 10,23 ГГц до 26,69 ГГц [30]. В другой схеме ОЭО МФФ был построен на основе перестраиваемого оптического полосового фильтра, соединённого с фазовым модулятором, что обеспечило диапазон перестройки частоты ОЭО от 3,5 ГГц до 17,1 ГГц [31]. Также используются структуры на основе волоконных брэгговских решёток (ВБР): ВБР с резонатором Фабри-Перо (ФП-ВБР) [32], линейно чирпированные ВБР (ЛЧ-ВБР) [33] и ВБР с фазовым сдвигом (ФС-ВБР) [34–36].

Помимо этого, МФФ, основанные на эффекте вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна, обеспечивают высокое усиление сигнала и узкую полосу пропускания [20,37]. Например, в двухконтурном ОЭО с таким МФФ позволяет обеспечить узкую полосу пропускания за счёт сочетания фазовой модуляции и селективного усиления [38]. Собственная частота контура, в данном случае, определяется частотой генерируемого колебания, длиной волны накачки МФФ и Стоксова сдвига. За счёт изменения длины волны лазера накачки возможно изменение частоты СВЧ-колебания на выходе ОЭО от 0 ГГц до 60 ГГц. При этом уровень фазового шума стремится к -100 дБн/Гц при отклонении частоты на

10 кГц, в случае использования длины оптического волокна в петле обратной связи ОЭО от 2 км до 4 км.

В таблице 1.1 приведено краткое сравнение характеристик перестраиваемых по частоте ОЭО. По сравнению с ОЭО с использованием ЖИГ фильтров, ОЭО на основе МФФ обеспечивают больший диапазон перестройки частоты (до нескольких десятков гигагерц) [32,37]. Однако, в обоих вариантах шаг перестройки частоты составляет порядка нескольких мегагерц, что обусловлено ограничениями полосы пропускания таких фильтров.

Предложены варианты снижения шага перестройки частоты. Так, представлена структура ЧВ-ОЭО, в которой двойной параллельный ММЦ работает в качестве оптического фазовращателя [39]. Изменение полной фазы сигнала в контуре ОЭО позволяет изменять частоту на выходе ОЭО в килогерцовом диапазоне. Но предложенная схема чувствительна к изменению поляризации, что приводит к нестабильности генерируемого СВЧ-колебания.

Применение СОЭО с внешней синхронизацией и петлёй фазовой автоподстройки частоты обеспечивает большую стабильность генерируемого СВЧ-колебания [40]. В этом случае шаг перестройки частоты достигает 10 Гц в диапазоне перестройки 1,76 МГц.

Таблица 1.1 – Сравнительный анализ перестраиваемых по частоте ОЭО

Метод изменения частоты	Архитектура ОЭО	Диапазон частот, ГГц	Уровень фазового шума при отстройке от несущей на 10 кГц, дБн/Гц	Шаг перестройки частоты, МГц
ЖИГ-фильтр	многоконтурный ОЭО [28]	6–12	–128	3
	СОЭО [29]	8–21	–126	–
МФФ	одноконтурный ОЭО с ФС-ВБР и фазовым модулятором [34]	3–28	–102	125
	одноконтурный ОЭО с ММЦ и ФС-ВБР [35]	8,4–11,8	–100	12,5

	двухконтурный ОЭО с широкополосным лазером, фазовым модулятором и ОВ с компенсацией дисперсии [30]	10,23–26,69	–100	–
	двухконтурный ОЭО с ФП-ВБР и фазовым модулятором [32]	3,5–45,4	–112,93	–
	двухконтурный ОЭО с оптическим полосовым фильтром и фазовым модулятором [31]	3,5–17,1	–100	750
	двухконтурный ОЭО с широкополосным лазером, ММЦ и ЛЧ-ВБР [33]	4,087–13,05	–96,9	–
	двухконтурный ОЭО с МФФ на основе эффекта вынужденного рассеяния Манделъштама-Бриллюэна [37]	5,34–38,34	–120	10
	одноконтурный ЧВ-ОЭО с ФС-ВБР и фазовым модулятором [36]	2–12	–128	–
	одноконтурный ОЭО с фазовым модулятором, ФС-ВБР и контуром фазовой компенсации [39]	0,118–24,092	–96,4	125
ММЦ как оптический ФВ	двухконтурный ЧВ-ОЭО [41]	4,2422–4,2436	–108	1,4
Внешняя синхронизация и петля фазовой автоподстройки частоты	двухконтурный СОЭО [40]	1,76 МГц	–130,04	10 Гц

1.3 Области применения ОЭО

Ввиду своих преимуществ ОЭО, применяется в сенсорных системах, телекоммуникациях, радарах и вычислительных системах.

В сенсорных системах ОЭО используется для высокоточного определения значений различных физических величин за счёт применения прямой связи между частотой генерируемого сигнала и измеряемой величиной [42]. Например, был представлен двухконтурный ОЭО для измерения магнитного поля с чувствительностью $-16,54$ кГц/мТл [43]. Также СОЭО был использован для измерения фарадеевского вращения с термокомпенсацией [44]. Предложенная

структура работает как датчик двух параметров с разной чувствительностью – угла фарадеевского вращения (чувствительность 375,73 Гц/градус) и температуры (чувствительность 1,6 кГц/°C).

В случае телекоммуникационных и радарных систем ОЭО выполняет роль генератора стабильных СВЧ-колебаний. Например, представлена совмещённая радарная и телекоммуникационная система, использующая одноконтурный ОЭО с оптическим модулем многомерной обработки сигналов для транспортных систем [45]. Пропускная способность системы составляет 335,6 Мбит/с, разрешение радара по расстоянию равно 0,075 м, а максимальное расстояние для определения одиночной цели составляет 10,725 м при полосе частот 23–25 ГГц. Также представлена совмещённая система с аналогичным разрешением радара, но с пропускной способностью 6,4 Гбит/с и применением ортогонального частотного разделения каналов. При этом в системе значение вектора ошибки было снижено с 12,5% до 4,7% (сравнение производилось с системами на основе классических СВЧ-генераторов) при расстоянии между поднесущими 125 кГц [46].

Помимо выполнения задачи генерации сигналов ОЭО может быть применён для регенерации сигнала, умножения частоты и частотного разделения. Так, при подаче на ММЦ, состоящий из двух параллельных двухпортовых суб-модуляторов Маха-Цендера, линейно чирпированного СВЧ-сигнала с центральной частотой 6,5 ГГц и полосой 3 ГГц возможно получение умноженного СВЧ-сигнала с центральной частотой 26 ГГц и полосой 12 ГГц. При этом уровень фазового шума становится на 20,4 дБ ниже по сравнению с оригинальным сигналом [47]. Помимо этого, был представлен делитель частоты группы оптических импульсов на основе одноконтурного ОЭО, в котором ММЦ действовал как оптический переключатель для управления частотой импульсов. Данный делитель обеспечивает деление частоты на 2 и 3 без повышения уровня фазового шума, что позволяет использовать его в системах частотно-временного распределения и синхронизации [48].

Нелинейные эффекты в отдельных компонентах ОЭО могут быть использованы для расширения функционала схемы. Несовершенства структуры оптического волокна, например, неравномерное распределение показателя

преломления, приводят к появлению рэлеевского и бриллюэновского рассеяний. Эти нелинейные эффекты могут возбуждаться лазером накачки, что позволит более эффективно адаптировать ОЭО к непрерывным резонансным частотам. Так, была представлена структура ОЭО с использованием этих нелинейных эффектов для регенерации непрерывных сверхширокополосных и многочастотных сигналов с повышением соотношения сигнал-шум, а также значением SMSR 35,2 дБ с уровнем фазового шума -86 дБн/Гц при отклонении частоты на 1 кГц в рабочей полосе частоты 10 ГГц [49]. Более того, возможна генерация хаотичных сигналов за счёт установки напряжения смещения ММЦ для работы в нелинейном режиме, открывая перспективные возможности применения в системах защищённой связи и радиолокации [50].

Также ОЭО применяются в области вычислений, в частности, в резервуарных вычислениях – специализированной форме рекуррентных нейронных сетей. В оптоэлектронных системах резервуарных вычислений ММЦ, работающий в нелинейном режиме, выступает в качестве динамического нелинейного узла, при этом ОЭО, работающий в широкополосном режиме, обеспечивает необходимую динамику во времени. Такие системы уже продемонстрировали успешную работу в областях распознавания образов и предсказания временных рядов [51]. Представленные ранее схемы ОЭО могут быть использованы как альтернатива систем глубокого обучения в периферийных вычислениях. Например, одноконтурный ОЭО был использован для радиочастотной идентификации с точностью 97% с использованием значительно меньшего объёма обучающих данных по сравнению с нейросетевым подходом [52]. Похожим образом система резервуарных вычислений на основе ОЭО была использована для распознавания и классификации квадратурных сигналов, демонстрируя высокую точность при использовании ограниченного объёма обучающих данных [53].

Области применения ОЭО представлены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Области применения ОЭО

Область применения	Архитектура ОЭО	Реализуемый функционал	Характеристики
Измерение физических величин	двухконтурный ОЭО	измерение величины магнитного поля [43]	чувствительность –16,54 кГц/мТл
	СОЭО	измерение угла фарадеевского вращения [44]	чувствительность измерения фарадеевского вращения 375,73 Гц/градус Температурная чувствительность 1,6 кГц/°C
Телекоммуникационные и радарные системы	одноконтурный ОЭО с модулем многомерной обработки	совмещённая радарная и телекоммуникационная система [45]	пропускная способность 335,6 Мбит/с разрешение 7,5 см расстояние детектирования 10,725 м
	одноконтурный ОЭО	совмещённая радарная и телекоммуникационная система с ортогональным частотным разделением каналов [46]	пропускная способность 6,4 Гбит/с разрешение 7,5 см расстояние детектирования 300 м
	одноконтурный ОЭО в широкополосном режиме работы	радарная система [50]	разрешение 1,4 см
Обработка сигналов	одноконтурный ОЭО с внешней синхронизацией	улучшение качества произвольных периодических сигналов [54]	снижение уровня фазового шума на 15 дБ повышение соотношения сигнал-шум на 20 дБ
	одноконтурный ОЭО с внешней синхронизацией	регенерация непрерывных широкополосных сигналов [49]	SMSR более 35,2 дБ
	одноконтурный ОЭО с ММЦ на основе двухпортовых ММЦ	умножение частоты [47]	центральная частота линейно-чирпированного сигнала 26 ГГц с полосой 12 ГГц снижение уровня фазового шума на 20,4 дБ
	одноконтурный ОЭО	деление частоты группы оптических импульсов [48]	коэффициенты деления частоты 2 и 3
Вычисления	одноконтурный ОЭО	резервуарные вычисления для радиочастотной идентификации [52]	точность идентификации 97%
	одноконтурный ОЭО	резервуарные вычисления для распознавания и классификации квадратурных сигналов [53]	точность 61,7% при использовании 600 обучающих образцов данных

1.4 Интегральные ОЭО

Классические ОЭО строятся на основе дискретных оптических и электронных компонентах, что приводит к большим размерам устройства и, зачастую, высокому энергопотреблению. Данные факторы ограничивают применение ОЭО в современных телекоммуникационных системах [5,55]. Более того, применение дискретных компонентов значительно усложняет задачу миниатюризации системы в целом [56,57].

Одним из вариантов решения этой проблемы является реализация ОЭО с использованием технологий интегральной фотоники. Так, на одной фотонной интегральной схеме (ФИС) могут быть размещены ключевые компоненты ОЭО – модуляторы, резонаторы и фотодетекторы, что позволяет не только уменьшить габариты и энергопотребление ОЭО, но и реализовать возможность подстройки режима работы ОЭО в широком диапазоне частот. Более того, в интегральных ОЭО также возможна фильтрация сигнала в оптической части (например, с помощью симметрии по чётности времени или микрокольцевых резонаторов) для выделения необходимой моды ОЭО в широком диапазоне частот, что позволяет не использовать внешние фильтры [58,59]. Например, представлен интегральный ОЭО с диапазоном перестройки частоты до 42,5 ГГц [60].

1.4.1 Платформы интегральной фотоники для реализации ОЭО

Свойства платформы интегральной фотоники, в первую очередь, определяются материалом световода (также называемого волноводом), также им определяются возможности реализации тех или иных компонентов.

Наиболее распространённой платформой является кремний-на-изоляторе (КНИ) ввиду её широкого применения в электронной промышленности и совместимости с технологией комплементарной структуры металл-оксид-полупроводник (КМОП). Благодаря высокому значению показателя преломления кремния возможно производство малогабаритных ФИС с высокой степенью интеграции компонентов. Однако в кремнии слабо выражен электрооптический эффект, что ограничивает производительность модуляторов. Помимо этого, на

КНИ сложно реализовать источники излучения, что приводит к необходимости использования внешних лазеров [61].

На фосфиде индия, в свою очередь, возможна реализация активных оптических компонентов (источников излучения и оптических усилителей) и высокоскоростных модуляторов за счёт полупроводниковых свойств материала. Благодаря этим преимуществам возможна реализация ОЭО с высокой частотой СВЧ-сигнала на выходе и интегральной оптической частью на одной ФИС. Однако, затраты на производство будут значительно выше ввиду меньшей распространённости платформы по сравнению с КНИ, также фосфид индия обладает высоким значением изменения показателя преломления от температуры. Последнее приводит к необходимости дополнительного регулирования температуры ФИС. При этом площадь самой ФИС будет больше, чем у аналогичной на КНИ из-за меньшего показателя преломления фосфида индия.

На нитриде кремния реализуются высокодобротные резонансные структуры, также данная платформа обеспечивает значительно меньшие потери оптического сигнала в волноводе по сравнению с вышеприведёнными платформами. Благодаря этому на основе нитрида кремния изготавливаются элементы для ОЭО с низким уровнем фазового шума и высокой стабильностью колебаний. Но нитрид кремния характеризуется крайне слабым электрооптическим эффектом, что не позволяет реализовать на нём активные компоненты и быстрые модуляторы.

Для ниобата лития характерны сильный электрооптический эффект и прозрачность в широком диапазоне длин волн, благодаря чему данная платформа подходит для реализации высокоскоростных модуляторов. Однако, существуют сложности промышленного производства ФИС на этой платформе.

Графен и другие двумерные материалы обладают превосходными электрическими, тепловыми и оптическими свойствами, что делает их хорошей платформой для реализации высокоскоростных модуляторов и фотодетекторов для ОЭО. Но характеристики этих материалов зависят от структуры кристаллической решётки, что приводит к дрейфу характеристик и ограничению возможностей промышленного производства [62].

Одним из вариантов преодоления недостатков отдельно взятых платформ является гибридная интеграция, совмещающая в себе преимущества интегрируемых платформ [63]. Стоит отметить, что этот подход также приводит к увеличению сложности и стоимости производства ФИС.

В таблице 1.3 приведено краткое сравнение наиболее распространённых платформ интегральной фотоники для реализации ОЭО.

Таблица 1.3 – Сравнение платформ интегральной фотоники для ОЭО

Платформа	Основные преимущества	Ограничения	Области применения
Кремний-на-изоляторе	совместимость с технологией КМОП	сложная реализация источников излучения, слабый электрооптический эффект	компактные ОЭО, телекоммуникационные системы
Фосфид индия (InP)	интегральные источники излучения, высокоскоростные модуляторы	высокая цена, ограниченная масштабируемость производства, высокая чувствительность к температуре	высокочастотные ОЭО, телекоммуникационные системы
Нитрид кремния (SiN)	низкие потери оптического сигнала, высокодобротные резонаторы	отсутствие активных компонентов, низкая скорость модуляторов	ОЭО со сверхнизким уровнем фазового шума
Ниобат лития (LiNbO ₃)	сильный электрооптический эффект, низкие потери оптического сигнала	сложность производства, ограниченная совместимость с технологией КМОП	высокоскоростные модуляторы, ОЭО с низким уровнем фазового шума
Графен и двумерные материалы	сверхвысокая подвижность носителей заряда, поглощение в широкой полосе пропускания, возможности подстройки	ограниченная масштабируемость производства, повторяемость свойств материала, сложность интеграции	сверхвысокоскоростные модуляторы, ОЭО в широкополосном режиме
Гибридная интеграция	совмещение преимуществ различных платформ	сложность производства и выравнивания компонентов различных платформ относительно друг друга	высокопроизводительные ОЭО

1.4.2 Интегральные реализации ОЭО

Зачастую под интегральной реализацией ОЭО понимают применение одного или нескольких компонентов на ФИС в схеме ОЭО. Так, представлена архитектура одноконтурного ОЭО (рисунок 1.8), в которой на ФИС выполнен только

микрокольцевой резонатор (МКР) с двумя подводящими волноводами, используемый в качестве МФФ. Он пропускает одну боковую полосу модулированного сигнала. Сигнал с лазера поступает на оптический делитель мощности, с которого 90% мощности поступает на усилитель. Усиленный сигнал модулируется и поступает на МКР, отфильтрованный сигнал снова усиливается и объединяется с 10% мощности лазера. Сигнал с оптического объединителя пучка попадает на фотодетектор, соответственно на выходе фотодетектора наблюдается результат биения двух оптических несущих, который и является генерируемым сигналом. Его частота определяется разностью частот лазера и фильтрованного сигнала.

В представленной архитектуре изменение генерируемой частоты происходит благодаря изменению температуры МКР элементом Пельтье, что приводит к сдвигу его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). В результате, диапазон перестройки частоты составляет от 5,9 ГГц до 18,2 ГГц с шагом перестройки частоты 125 МГц [12]. Уровень фазового шума составляет -110 дБн/ Гц при отклонении частоты на 1 МГц, что достигается благодаря высокой добротности МКР, равной $8,1 \cdot 10^4$.

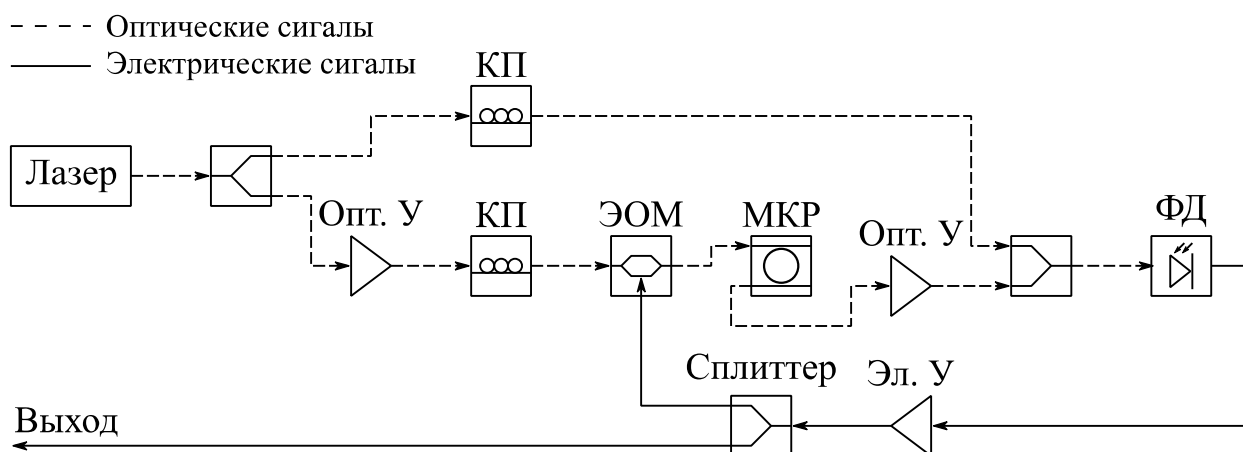


Рисунок 1.8 – Структура ОЭО с микрокольцевым резонатором в качестве полосового оптического фильтра: МКР – микрокольцевой резонатор

В интегральном исполнении могут быть произведены практически любые архитектуры ОЭО, представленные ранее. Например, представлен ЧВ-ОЭО

(рисунок 1.9) с интегральным исполнением МФФ в виде МКР, интерферометра Маха-Цендера (ИМЦ) и фотодетекторов на одной ФИС на платформе КНИ. ИМЦ управляется напряжением и обеспечивает изменение коэффициентов передачи оптического сигнала на фотодетекторы, реализуя тем самым контуры потерь и усиления. МКР, в свою очередь, обеспечивает дополнительную селективность ОЭО. В результате, показана возможность перестройки частоты на выходе ОЭО в диапазоне от 0 ГГц до 20 ГГц с уровнем фазового шума $-80,96 \text{ дБн/Гц}$ и значением SMSR 46 дБ [64].

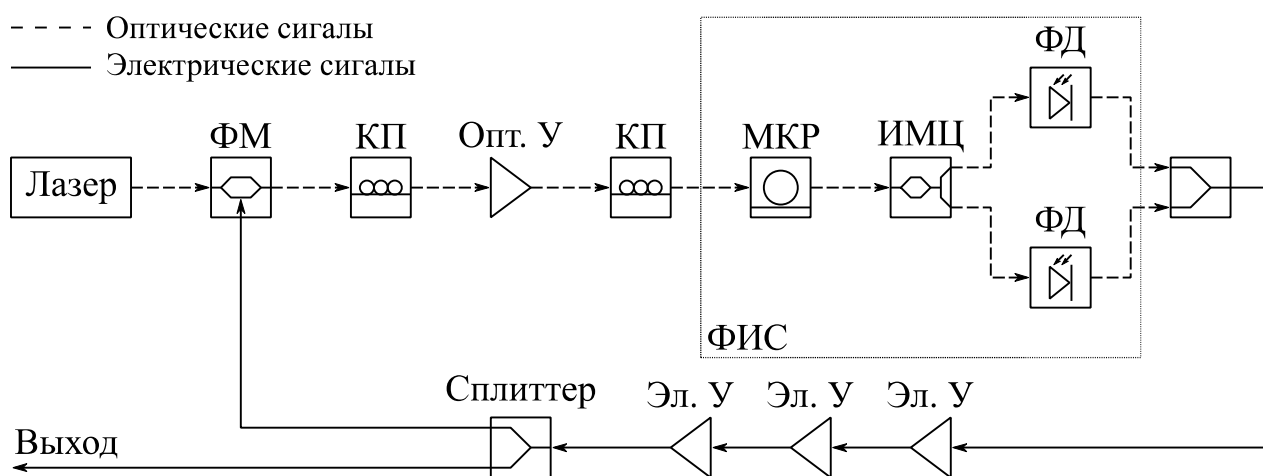


Рисунок 1.9 – Структура интегрального СВ-ОЭО [64]: ФМ – фазовый модулятор; ИМЦ – интерферометр Маха-Цендера; ФИС – фотонная интегральная схема

Как было указано ранее, гибридная интеграция позволяет реализовать большее количество компонентов на одном чипе. Так, представлена архитектура одноконтурного ОЭО (рисунок 1.10), в котором на единой подложке выполнены лазер с распределённой обратной связью (англ. DFB – distributed feedback), фотодетектор и ММЦ. DFB-лазер выполнен на платформе фосфид индия, а модулятор и фотодетектор – на КНИ. В свою очередь, все электронные компоненты вместе с ФИС размещены на единой печатной плате. В итоге, достигнут уровень фазового шума $-128,04 \text{ дБн/Гц}$ при диапазоне перестройки частоты от 3 ГГц до 18 ГГц с шагом перестройки частоты 1 ГГц [65]. При этом ОЭО в корпусе без оптического волокна обладает габаритами $3 \times 7 \times 1,4 \text{ см}^3$.

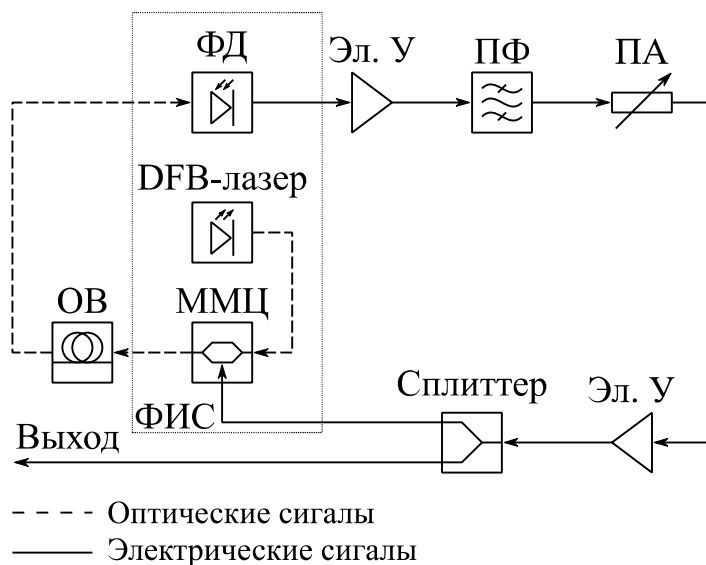


Рисунок 1.10 – Архитектура одноконтурного ОЭО с гибридной интеграцией [65]

Стоит отметить, что длина волноводов на ФИС будет ограничена потерями оптического сигнала в них (они значительно больше, чем в оптическом волокне), соответственно, в интегральном исполнении нет возможности повысить добротность контура ОЭО за счёт увеличения длины волновода. Поэтому чаще всего при интегральном исполнении оптической части ОЭО на ФИС размещаются МФФ, оптические модуляторы, фотодетекторы и источники излучения.

Таблица 1.4 – Сравнение интегральных ОЭО

Интегральные элементы (платформа)	Генерируемая частота, ГГц	Уровень фазового шума, дБн/Гц	Отстройка от несущей, кГц	Шаг перестройки частоты, МГц
МКР (КНИ) [12]	5,9–18,2	–110	1000	125
МКР, ИМЦ, фотодетектор (КНИ) [64]	0–20	–80,96	10	–
DFB-лазер, ММЦ, фотодетектор (гибридная интеграция InP и КНИ) [65]	3–18	–128,04	10	1000
Фазовый модулятор, МКР, фотодетектор (КНИ) [56]	3–7	–80	10	–
Лазер (InP) [66]	37,59–43,59	–94,87	10	–

Лазер с прямой модуляцией (AlGaInAs/InP) [67]	2,22–19,52	–110	10	–
Лазер с прямой модуляцией, оптическая линия задержки, фотодетектор (InP) [68]	8,87	–92	1000	–
DFB-лазер (InP) [69]	20,3	–115,3	10	–
МФФ в виде микродискового резонатора (КНИ) [70]	2–12	–117,3	10	–
Фотодетектор, ММЦ, усилители электрического сигнала, драйвер модулятора (КНИ с биполярными и КМОП транзисторами) [71]	0,75	–115	100	–
МФФ в виде микродискового резонатора (Si ₃ N ₄) [72]	3–20	–120	10	–
Лазер с синхронизацией мод (InP) [73]	24–25	–108	10	–
МКР (КНИ) [74]	3,8–19	–	–	–
МКР (КНИ) [75]	3–10,7	–	–	–
ММЦ и МКР (LiNbO ₃) [76]	20–35	–87	10	620 МГц/В
Фазовый модулятор и МКР (LiNbO ₃) [77]	3–42,5	–93	10	–
Плазмонный модулятор (Индий-Олово-Оксид на КНИ) [78]	8,251	–82,32	10	–

1.5 Выводы по главе 1

1. Шаг перестройки частоты ОЭО может задаваться, в основном, тремя устройствами – электрическим полосовым фильтром, МФФ и лазером.

2. Электрический полосовой фильтр может обеспечивать шаг перестройки частоты, равный 10 Гц. При этом диапазон её перестройки ограничивается полосой пропускания фильтра и значительно ниже (порядка нескольких мегагерц [40]), чем у ОЭО, перестраиваемых иными методами.

3. В случае использования МФФ перестройка частоты ОЭО ограничивается минимально возможным изменением центральной частоты МФФ. Так, при использовании МКР в качестве МФФ шаг перестройки частоты может составлять

от 202 МГц [79]. Также частота ОЭО может задаваться длиной волны лазера, в этом случае изменение частоты ОЭО прямо пропорционально изменению частоты излучения лазера. Например, для дискретных лазеров показана возможность изменения длины волны на 1 пм, что соответствует 125 МГц [34]. Для ОЭО с интегральным лазером продемонстрирован шаг перестройки частоты равный 1 ГГц [65].

4. На основании проведённого анализа сформулированы цель и задачи диссертационной работы.

2 Разработка математической модели процесса перестройки частоты оптоэлектронного осциллятора

В диссертационной работе рассмотрена схема одноконтурного ОЭО ввиду простоты его интегральной реализации [9]. Рассматриваемая в представленной главе архитектура ОЭО, дополненная интегральной оптической перестраиваемой линией задержки, показана на рисунке 2.1.

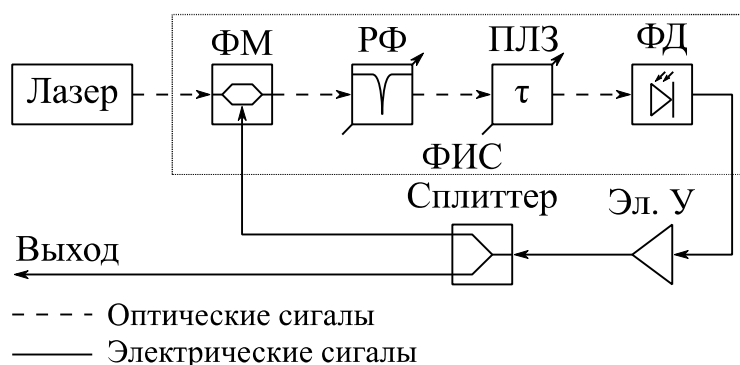


Рисунок 2.1 – Архитектура рассматриваемого ОЭО: РФ – режекторный фильтр; ПЛЗ – перестраиваемая линия задержки [80]

В общем виде, без учёта влияния перестраиваемой линии задержки (ПЛЗ), работа схемы может быть описана следующим образом. В начальный момент времени излучение с узкополосного лазера модулируется по фазе шумовым сигналом с выхода усилителя. После этого фазомодулированный сигнал проходит через режекторный фильтр (РФ), где часть подавляется часть спектра сигнала. Из-за этого не происходит взаимное подавление отфильтрованной противофазной части спектра. Соответственно, на фотодетекторе возникает биение двух оптических несущих колебаний, поступающее на выход ОЭО, частота этого сигнала определяется разностью частот РФ и лазера [42].

2.1 Факторы, влияющие на частоту генерируемого сигнала

Исходя из выражения (1.5) следует, что в ОЭО генерируется ансамбль (гребёнка) собственных частот (мод). Разнос частот между отдельными модами ОЭО определяется временем задержки сигнала в петле обратной связи [42,81,82]:

$$FSR = \frac{1}{\tau}, \quad (2.1)$$

где τ – время задержки сигнала в электрической и оптической частях петли обратной связи.

Тогда частота на выходе ОЭО, определяемая частотой биения двух оптических несущих:

$$f_{\text{ОЭО}} = |f_{\text{л}} - f_{\text{РФ}}| = k \cdot FSR, \quad (2.2)$$

где $f_{\text{л}}$ – частота излучения на выходе лазера, $f_{\text{РФ}}$ – центральная частота РФ, k – номер собственной моды ОЭО.

Стоит отметить, что по условию баланса амплитуд потери в контуре ОЭО должны компенсироваться усилением. По выражению (1.4) можно определить, что коэффициент усиления не влияет на частоту генерируемого колебания. Поэтому при соблюдении условия баланса амплитуд частота ОЭО задаётся центральной частотой РФ и фазовым набегом в петле обратной связи, за счёт которого меняется разность частот между отдельными модами ОЭО [83,84].

2.2 Аналитическое определение частоты колебания на выходе ОЭО

При разработке математической модели ОЭО, учитывающей применение интегральной оптической линии задержки, были приняты следующие допущения:

- изменение АЧХ ПЛЗ не нарушает условие баланса амплитуд – снижение коэффициента передачи ПЛЗ компенсируется усилителем;
- фазочастотная характеристика всех компонентов ОЭО может быть представлена в виде линейных участков;
- ширина полосы оптического сигнала не влияет на вносимую временную задержку ПЛЗ, то есть оптический сигнал узкополосный.

ОЭО можно представить как систему с положительной обратной связью. Согласно линейной модели Яо-Малеки, стабильное колебание на выходе ОЭО может быть описано следующим образом [51]:

$$V(\omega, t) = \frac{G_e V_{in}(t) \exp(j\omega t)}{1 - F(\omega) G(V_0) \exp(j\omega \tau_0)}, \quad (2.3)$$

где G_e – коэффициент усиления по напряжению электронного усилителя, $V_{in}(t)$ – напряжение на входе модулятора, $F(\omega)$ – комплексная передаточная функция петли обратной связи, τ_0 – частотно-независимая (не зависящая от дисперсии) временная задержка в петле обратной связи, $G(V_0)$ – общий коэффициент усиления по напряжению в петле обратной связи, определяемый малосигнальным усилением разомкнутой петли обратной связи G_S [51]:

$$G(V_0) = G_S \frac{2V_\pi}{\pi V_0} J_1\left(\frac{\pi V_0}{V_\pi}\right), \quad (2.4)$$

где J_1 – функция Бесселя первого порядка, V_π – полуволновое напряжение модулятора, V_0 – амплитуда напряжения на входе модулятора.

Исходя из выражений (2.3) и (2.4) можно сделать вывод о том, что на частоту колебания на выходе ОЭО, в первую очередь, влияет комплексная передаточная функция петли обратной связи, определяемая как:

$$F(\omega) = \|F(\omega)\| \exp[j\phi(\omega)], \quad (2.5)$$

где $\|F(\omega)\|$ – нормализованная передаточная функция петли обратной связи, $\phi(\omega)$ – частотно-зависимая фаза сигнала в петле обратной связи, обусловленная физической величиной дисперсии компонентов петли обратной связи.

С учётом принятых ранее допущений при наличии управления фазовым набегом в петле обратной связи ОЭО, то есть при использовании оптической ПЛЗ, можно произвести модификацию выражения (1.5). Тогда, при отсутствии управляющего напряжения на входах ПЛЗ, условие баланса фаз будет выглядеть следующим образом:

$$\omega_k \cdot (\tau_0 + \tau_D) + \phi(\omega) + \phi_0 = 2k\pi, \quad (2.6)$$

где ω_k – угловая частота генерируемого колебания, τ_0 – значение временной задержки в петле обратной связи ОЭО без ПЛЗ, τ_D – временная задержка, вносимая ПЛЗ.

При отсутствии управляющего сигнала ПЛЗ также вносит временную задержку, поэтому общая временная задержка петли обратной связи без управляющих сигналов на ПЛЗ может быть обозначена как: $T_D = \tau_0 + \tau_D$. С учётом

малых длин волноводов ФИС, соединяющих отдельные её компоненты можно пренебречь величиной $\phi(\omega)$. В свою очередь, значение ϕ_0 может быть принято равным нулю при работе с фазовым модулятором, так как он не требует постоянного напряжения смещения. Тогда при малом изменении времени задержки в петле обратной связи $\Delta\tau$, должно произойти некое изменение частоты генерируемого колебания $\Delta\omega$ [80,83]:

$$(\omega_k + \Delta\omega) \cdot (T_D + \Delta\tau) = 2k\pi. \quad (2.7)$$

Так как $\omega = 2\pi f$ в обеих частях уравнения есть множитель 2π , который можно сократить:

$$(f_k + \Delta f) \cdot (T_D + \Delta\tau) = k. \quad (2.8)$$

После операции умножения и группировки слагаемых можно записать (2.8) в следующем виде:

$$\Delta f \cdot (T_D + \Delta\tau) = k - f_k \cdot (T_D + \Delta\tau). \quad (2.9)$$

Тогда изменение частоты генерируемого колебания:

$$\Delta f = \frac{k}{T_D + \Delta\tau} - f_k. \quad (2.10)$$

С учётом того, что частота генерируемого колебания на выходе ОЭО определяется значением FSR, обратно пропорциональным времени задержки в петле обратной связи (см. выражение (2.2)) [80]:

$$\Delta f = \frac{k}{T_D + \Delta\tau} - \frac{k}{T_D} = \frac{kT_D - kT_D - k\Delta\tau}{T_D \cdot (T_D + \Delta\tau)} = -\frac{k}{T_D \cdot (T_D + \Delta\tau)} \Delta\tau. \quad (2.11)$$

Соответственно, настроечная характеристика ОЭО по изменению времени задержки будет выглядеть следующим образом:

$$\frac{\Delta f}{\Delta\tau} = -k \left(1 + \frac{\Delta\tau}{T_D} \right) = -k \left(1 + \frac{\Delta\tau}{\tau_0 + \tau_D} \right). \quad (2.12)$$

2.3 Метод перестройки частоты на выходе ОЭО

С учётом принятых ранее допущений можно сделать вывод о том, что при изменении частоты ОЭО за счёт изменения фазового набег в петле его обратной связи не происходит перезапуск процесса генерации колебаний ввиду наличия

энергии в контуре ОЭО, то есть условие баланса амплитуд не нарушается, а условие баланса фаз начинает выполняться на другой частоте. Соответственно, при изменении фазового набега происходит процесс изменения частоты генерируемого колебания на выходе ОЭО без срыва генерации.

В результате, метод перестройки частоты ОЭО, обеспечивающий её изменение без срыва процесса генерации, заключается в применении устройств для управления фазовым набегом в петле обратной связи ОЭО с возможностью непрерывного изменения фазового набега [80,83,84]. Такое изменение фазового набега способны обеспечить отдельные варианты исполнения интегральных оптических линий задержки [80,85].

2.4 Интегральные оптические линии задержки

В соответствии с (2.11) для обеспечения минимального шага перестройки частоты необходимо обеспечить минимальный шаг перестройки вносимого времени задержки оптической ПЛЗ. Стоит отметить, что при использовании дискретной оптической ПЛЗ невозможно считать сдвиг фазы, обусловленный дисперсией, незначительным ввиду длины оптического волокна.

Также при использовании волоконной оптической ПЛЗ нет возможности обеспечить малый шаг перестройки частоты ОЭО в широком диапазоне частот из-за коммутации оптических волокон в ПЛЗ (их число ограничено) [86], а в случае применения ПЛЗ на основе интерферометра [87] значительно возрастут габариты ОЭО.

Поэтому в рамках диссертационной работы рассматриваются только интегральные оптические ПЛЗ. Последние могут быть реализованы в виде ИМЦ [88–90], МКР [91–93], волноводных брэгговских решёток [94–97], решёток на основе массива волноводов [98] и фотонных кристаллов [99,100]. При этом при использовании интегральных оптических ПЛЗ на основе ИМЦ [89,101], МКР [102] и волноводных брэгговских решёток [97] продемонстрирована возможность непрерывной перестройки вносимой временной задержки. Последнее, в перспективе, позволяет обеспечить непрерывный шаг перестройки частоты ОЭО.

Наиболее технологичными вариантами интегральных оптических ПЛЗ с точки зрения реализации являются ИМЦ и МКР [103,104]. Соответственно, в дальнейшем будут рассмотрены особенности работы этих вариантов ПЛЗ.

2.4.1 ПЛЗ на основе ИМЦ

В представленном случае ПЛЗ представляет собой небалансный ИМЦ, который состоит из двух управляемых направленных ответвителей, выходы которых соединены волноводами разной длины. При этом управляемый ответвитель является балансным ИМЦ (то есть соединительные волноводы одинаковой длины) с возможностью изменения фазы оптического сигнала в одном из волноводов. Возможная реализация ПЛЗ на основе ИМЦ [101] представлена на рисунке 2.2.

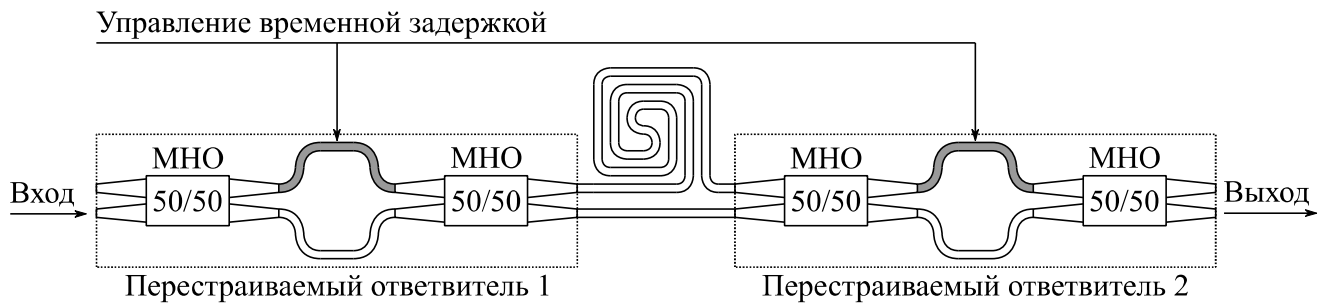


Рисунок 2.2 – ПЛЗ на основе ИМЦ: МНО – многомодовый направленный ответвитель с коэффициентами деления 50/50; серым цветом показаны области, в которых производится изменение фазы оптического сигнала

Изменение величины вносимой временной задержки происходит за счёт изменения фазы в волноводах перестраиваемых направленных ответвителей. Оно приводит к изменению соотношения коэффициентов передачи K , в случае подачи одинакового управляющего воздействия на оба направленных ответвителя величина временной задержки, вносимой ПЛЗ, определяется как [101]:

$$\tau = \frac{K(K - \cos \Delta\varphi + K \cos \Delta\varphi)}{2K^2 \cos \Delta\varphi - 2K \cos \Delta\varphi - 2K + 2K^2 + 1} T + \tau_0, \quad (2.13)$$

где τ_0 – минимально возможное значение вносимой временной задержки ПЛЗ, $\Delta\varphi$ – разность фаз оптических сигналов, проходящих в самом длинном и самом

$$\Delta\varphi(f_{\text{opt}}) = \frac{2\pi f_{\text{opt}} \Delta L}{c} + \phi, \quad (2.14)$$

Разность времени прохождения оптических сигналов определяется как:

$$T = \frac{n_g \Delta L}{c} = \frac{1}{FSR_{\text{ИМЦ}}}, \quad (2.15)$$

2.4.2 ПЛЗ на основе МКР

Любой МКР может выполнять функции линии задержки [102,105].
Возможная реализация ПЛЗ на основе МКР представлена на рисунке 2.3.

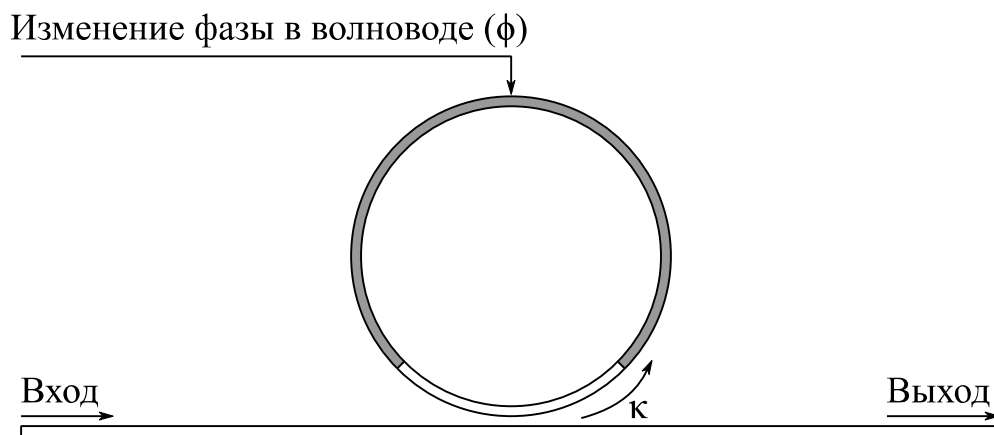


Рисунок 2.3 – ПЛЗ на основе МКР

Величина вносимой временной задержки МКР может быть описана как [106]:

$$\tau(f_{\text{опт}}) = \frac{\kappa T_r}{2 - \kappa - 2\sqrt{1 - \kappa \cos(2\pi f_{\text{опт}} T_r + \phi)}}, \quad (2.16)$$

где k – коэффициент передачи из прямого волновода в кольцевой, ϕ – сдвиг фазы оптического сигнала в кольцевом волноводе, обусловленный управляющим воздействием. Величина T_r является временем прохождения оптического сигнала в кольцевом волноводе и определяется как:

$$T_r = \frac{2\pi R n_g}{c} = \frac{1}{FSR_{\text{МКР}}}, \quad (2.17)$$

где R – радиус МКР, $FSR_{\text{МКР}}$ – разность частот между соседними минимумами АЧХ МКР.

2.5 Выводы по главе 2

1. На основе условия баланса фаз было получено выражение, определяющее зависимость частоты генерируемого колебания на выходе ОЭО от вносимой ПЛЗ временной задержки в оптической части петли обратной связи ОЭО. При этом учтены особенности интегральной реализации оптической части ОЭО. Исходя из полученного выражения с учётом принятых допущений, можно сделать вывод о теоретической возможности перестройки частоты ОЭО без срыва процесса генерации. На основе этого сформулирован метод перестройки частоты ОЭО без срыва процесса генерации.

2. Представлены возможные варианты реализации интегральных оптических ПЛЗ, рассмотрены ПЛЗ на основе ИМЦ и МКР, как наиболее выгодные с точки зрения технологичности производства и обеспечения минимально возможного шага перестройки частоты колебания на выходе ОЭО благодаря возможности непрерывного изменения значения вносимой временной задержки.

3 Разработка численных моделей отдельных компонентов ОЭО

Для верификации полученной в предыдущей главе зависимости частоты генерируемого колебания на выходе ОЭО от вносимой временной задержки необходимо разработать численную модель системы. Для этого было использовано программное обеспечение Ansys Lumerical. При этом для моделирования была рассмотрена обобщённая платформа кремний-на-изоляторе ввиду её распространённости, возможности интеграции с КМОП-электроникой и сильным электрооптическому и термооптическому эффектам [107,108].

3.1 Численные модели пассивных компонентов

В разделе представлены процесс и результаты численного моделирования волноводных компонентов без элементов управления фазой оптического сигнала.

3.1.1 Интегральный оптический волновод

В первую очередь, необходимо определить ширину и высоту сечения соединительных волноводов. Стоит отметить, что высота волновода обычно определяется толщиной слоя полупроводника на подложке. Для обобщённой платформы КНИ она составляет 220 нм [109]. Соответственно, требуется определить только ширину сечения волновода, которая обеспечит одномодовый режим работы. Последнее требуется для того, чтобы в волноводе не возникали дополнительные потери оптического сигнала из-за преобразования фундаментальной моды волновода в моды высшего порядка.

Для расчёта численной модели был использован метод конечных разностей собственных мод (англ. FDE – finite difference eigenmode). Для этого была построена модель с волноводом шириной 200 нм и высотой 220 нм, после было произведено последовательное изменение ширины волновода от 200 нм до 1000 нм с шагом 5 нм и расчётом эффективного показателя преломления всех поддерживаемых волноводом мод. При этом был использован базис поперечных электромагнитных мод TE (англ. transverse electric – поперечная электрическая) и ТМ типа (англ. transverse magnetic – поперечная магнитная). Полученная зависимость эффективного показателя преломления представлена на рисунке 3.1.

Расчёт эффективного показателя преломления производился для длины волны 1550 нм.

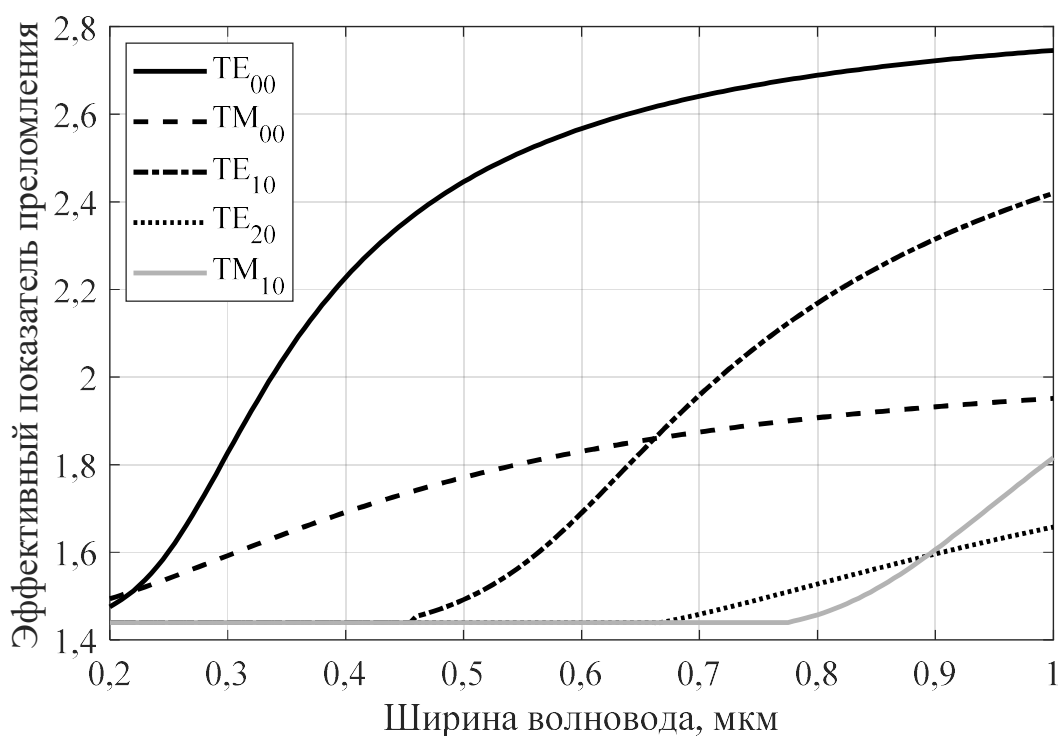


Рисунок 3.1 – Зависимость эффективного показателя преломления различных мод от ширины волновода

В результате, ширина волновода, обеспечивающая одномодовый режим работы и малые потери оптического сигнала, составила 500 нм. Можно уменьшить ширину волновода до 450 нм, чтобы фундаментальная поперечная магнитная мода (TM_{00}) поддерживалась в меньшей степени, однако возрастут потери оптического сигнала.

В модели был использован полосковый тип волновода, подходящий для соединения отдельных компонентов, однако для изменения фазы оптического сигнала с помощью электрооптического эффекта требуется применение гребенчатого волновода, в котором есть недотравленная область, позволяющая соединить полупроводник и металл. Полученная в рамках моделирования ширина волновода применима и для гребенчатого волновода. Сечения волноводов представлены на рисунке 3.2. Стоит отметить, что глубина травления также определяется платформой и возможностями изготовления. В рамках

диссертационной работы она составляет половину высоты волновода и равна 110 нм.

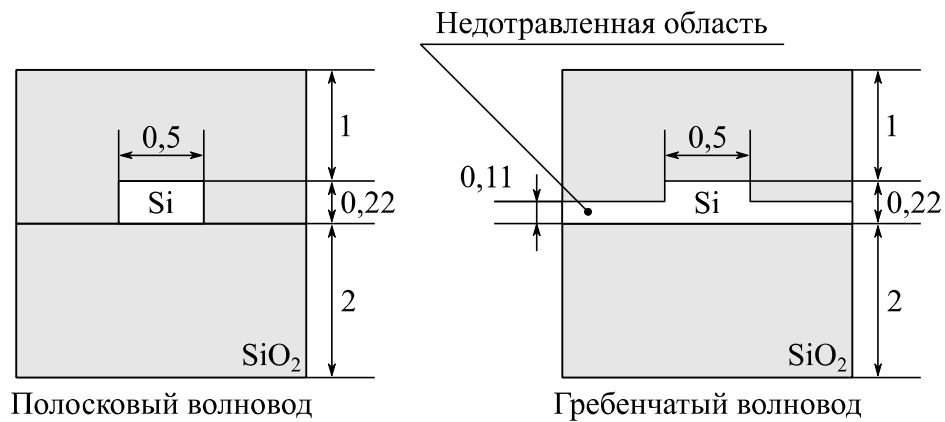


Рисунок 3.2 – Сечения используемых в моделировании волноводов. Все размеры указаны в мкм

После определения геометрии сечения волноводов было проведено моделирование поведения волновода на различных длинах волн для экспорта в численную модель всей системы. Зависимость эффективного показателя преломления фундаментальной поперечной электрической моды (TE_{00}) от длины волны представлена на рисунке 3.3.

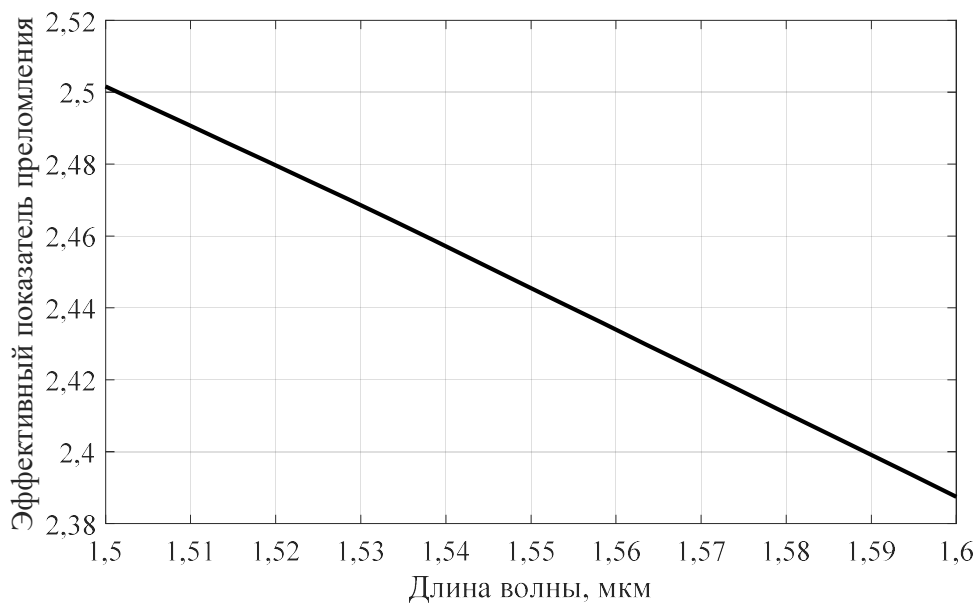


Рисунок 3.3 – Зависимость показателя преломления фундаментальной моды волновода (TE_{00}) от длины волны

3.1.2 Многомодовый направленный ответвитель

Многомодовый направленный ответвитель (МНО) работает на основе принципа самоотображения и состоит из подводящих волноводов, ширина которых может увеличиваться для снижения потерь, и многомодовой части (широкого волновода). В общем виде МНО был показан на рисунке 2.2. В диссертационной работе рассматривается МНО с двумя входами и двумя выходами, используемый в ПЛЗ на основе ИМЦ.

Длина многомодовой части МНО зависит от величины длины биения двух мод низшего порядка L_π [110]:

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} \approx \frac{4n_r W_e^2}{3\lambda}, \quad (3.1)$$

где β_0 и β_1 – постоянные распространения мод низшего порядка, n_r – показатель преломления материала волновода, W_e – «эффективная» ширина многомодовой части, учитывающая выход электромагнитного поля за пределы световода, λ_0 – длина волны излучения.

Значение W_e определяется как:

$$W_e = W_M + \left(\frac{\lambda}{\pi} \right) \left(\frac{n_c}{n_r} \right)^{2\sigma} \frac{1}{\sqrt{n_r^2 - n_c^2}}, \quad (3.2)$$

где W_M – физическая ширина многомодовой части, n_c – показатель преломления материала оболочки (материала, окружающего волновод), σ – коэффициент, учитывающий поляризацию излучения (для ТЕ-моды он равен 0, для ТМ – 1).

Для симметричного МНО с двумя выходами и двумя входами длина многомодовой части, обеспечивающей деление мощности в равных пропорциях между верхним и нижним волноводами, определяется как:

$$L = \frac{L_\pi}{2}. \quad (3.3)$$

Тогда для определения параметров МНО необходимо задать ширину многомодовой части и центральную длину волны. Последняя равна 1550 нм, как было указано ранее. А ширину многомодовой части можно задать, исходя из

условия расположения подводящих волноводов МНО по оси Y (рисунок 3.4) [110]. Для удобства расчёта расположения подводящих волноводов по оси Y ширина многомодовой части МНО была задана равной 6 мкм.

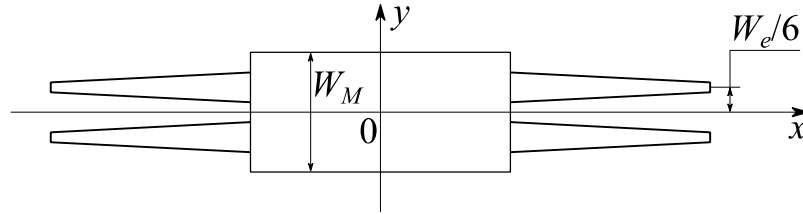


Рисунок 3.4 – Расположение подводящих волноводов МНО

Стоит отметить, что в случае высокого контраста показателей преломления оболочки и световода $W_e \approx W_M$, например, при заданном значении физической ширины многомодовой части 6 мкм для платформы КНИ на длине волны 1550 нм ($n_r = 3,4783$ [111], $n_c = 1,44$ [112]) и использовании ТЕ-моды, значение W_e составит:

$$W_e = 6 + \left(\frac{1,55}{3,14} \right) \cdot \left(\frac{1,444}{3,4784} \right)^0 \cdot \frac{1}{\sqrt{3,4784^2 - 1,444^2}} \approx 6,156 \text{ мкм.} \quad (3.4)$$

Соответственно, положение волновода подводящего волновода по оси Y при определении через величину W_e будет равным 1,026 мкм. Полученная величина может быть округлена до 1 мкм (то есть определена через физическую ширину) без существенного влияния на характеристики МНО [110]. В результате, исходя из выражений (3.1) и (3.3), длина многомодовой части МНО составит 56,7 мкм.

Для численного моделирования МНО был использован метод разложения собственных мод (англ. EME – eigenmode expansion). В модели длина расширяющихся волноводов была задана равной 50 мкм (порядка рассчитанной величины длины многомодовой части МНО), а их ширина изменялась от 0,5 мкм до 1,5 мкм. В рамках моделирования был произведён уточняющий расчёт длины многомодовой части на длине волны 1550 нм. Для этого было произведено два перебора длины многомодовой части – от 1 мкм до 100 мкм (шаг 0,1 мкм) и от 30 мкм до 50 мкм (шаг 0,05 мкм). Полученные зависимости коэффициентов

передачи на выходах верхнего и нижнего волноводов представлены на рисунках 3.5 и 3.6.

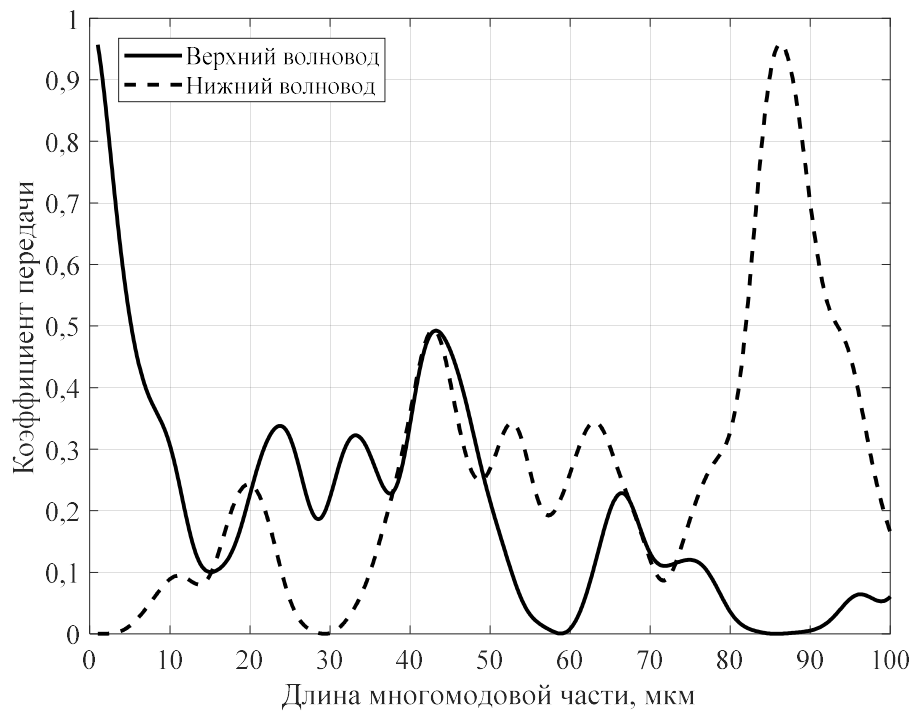


Рисунок 3.5 – Зависимость коэффициентов передачи в верхний и нижний выходные волноводы от длины многомодовой части МНО в диапазоне от 1 мкм до 100 мкм

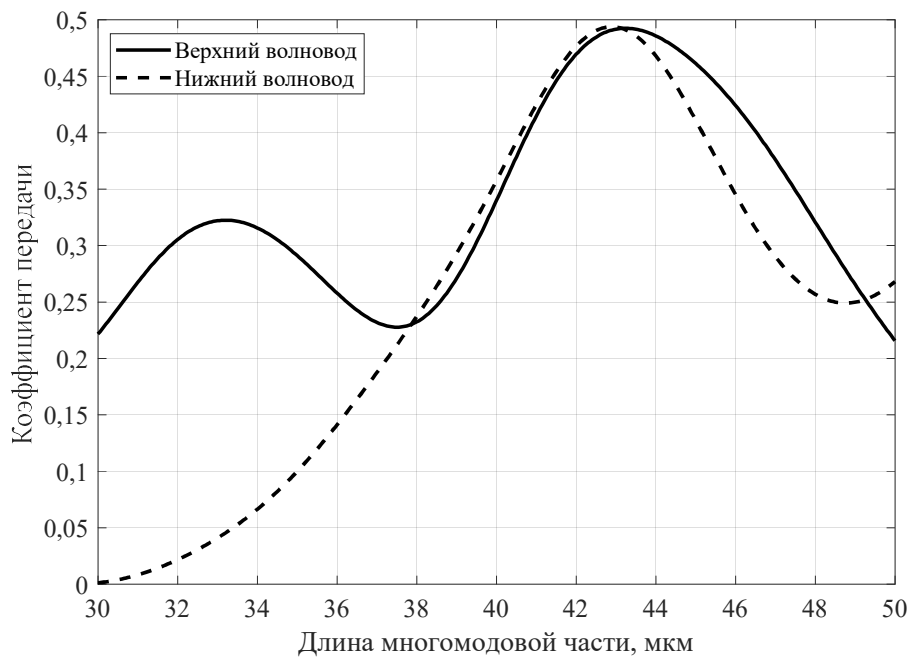


Рисунок 3.6 – Зависимость коэффициентов передачи в верхний и нижний выходные волноводы от длины многомодовой части МНО в диапазоне от 30 мкм до 50 мкм

Из полученных данных длина многомодовой части МНО составила 43 мкм, зависимость коэффициентов передачи в верхний и нижний волноводы от длины волны представлена на рисунке 3.7.

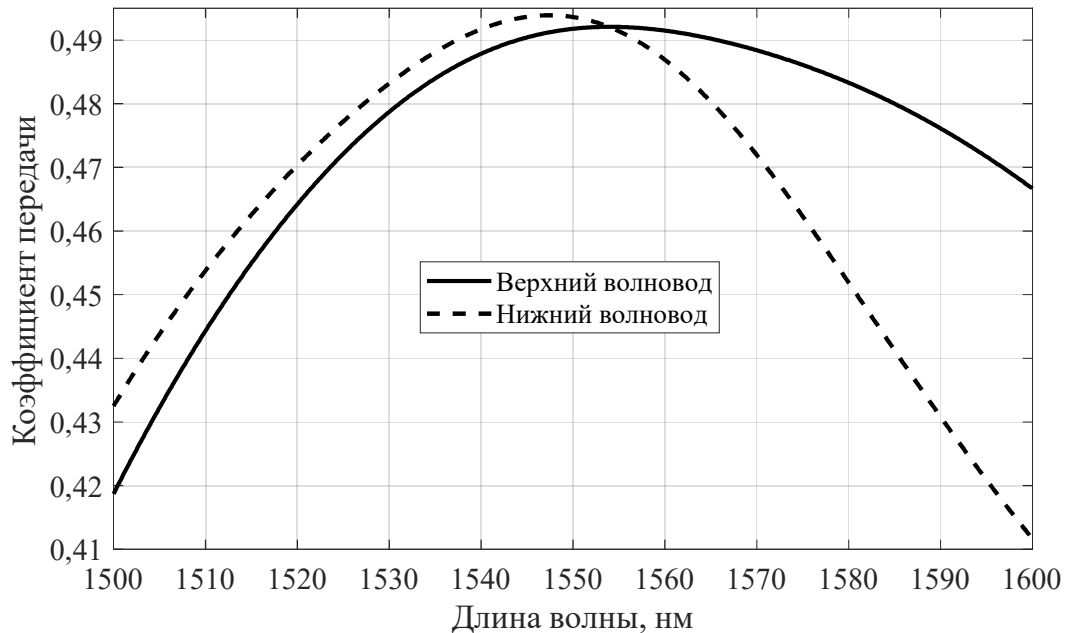


Рисунок 3.7 – Зависимость коэффициентов передачи в верхний и нижний выходные волноводы от длины волны

Полученные результаты моделирования были сохранены в виде матрицы рассеяния для системного моделирования.

3.1.3 Микрокольцевой резонатор

В качестве режекторного фильтра в схеме ОЭО использован МКР с одним подводящим волноводом (рисунок 2.3). Его передаточная характеристика описывается следующим выражением [113]:

$$T = \frac{a^2 - 2ra \cos \phi + r^2}{1 - 2ra \cos \phi + (ra)^2}, \quad (3.5)$$

где a – амплитудная передача (с учётом потерь на распространение излучения в кольцевом волноводе и на переход излучения из прямого волновода в кольцевой и обратно), r – коэффициент прямой передачи излучения с учётом потерь на ввод излучения в кольцевой волновод ($r^2 + k^2 = 1$, где k – коэффициент ввода излучения

в кольцевой волновод), ϕ – сдвиг фазы оптического сигнала при его однократном прохождении в кольцевом волноводе.

Резонансная длина волны МКР определяется как:

$$\lambda_{\text{рез}} = \frac{n_{\text{eff}} L}{m}, m = 1, 2, 3, \dots, \quad (3.6)$$

где n_{eff} – эффективный показатель преломления кольцевого волновода, L – его длина.

Также от значения длины кольцевого волновода зависит область дисперсии МКР:

$$FSR_{\text{МКР}} = \frac{\lambda^2}{n_g L}. \quad (3.7)$$

Для разработки численной модели МКР необходимо получить S-параметры области ввода излучения, эскиз модели представлен на рисунке 3.8. Для расчёта использовался метод конечных разностей во временной области (англ. FDTD – finite difference time domain). В модели для сохранения S-параметров используются так называемые порты – области, сочетающие в себе возможности источника и приёмника излучения.

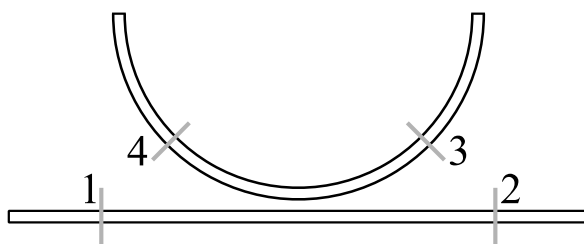


Рисунок 3.8 – Эскиз численной модели области ввода излучения МКР. Серым цветом показаны порты, числа рядом с ними соответствуют их номеру в матрице рассеяния

При моделировании был использован радиус кольцевого волновода равный 10 мкм, подобный радиус обеспечивает как малые потери на изгиб (для используемой платформы минимальный радиус изгиба равен 5 мкм [109]), так и большое значение области дисперсии МКР (выражение (3.7)). Также для

увеличения коэффициента ввода излучения в кольцевой волновод, ширина прямого волновода была уменьшена до 400 нм для повышения коэффициента ввода излучения. Расстояние между прямым волноводом и кольцевым равно 180 нм. В результате моделирования были получены S-параметры. Из последних была получена зависимость коэффициента передачи из прямого волновода в кольцевой по мощности (рисунок 3.9).

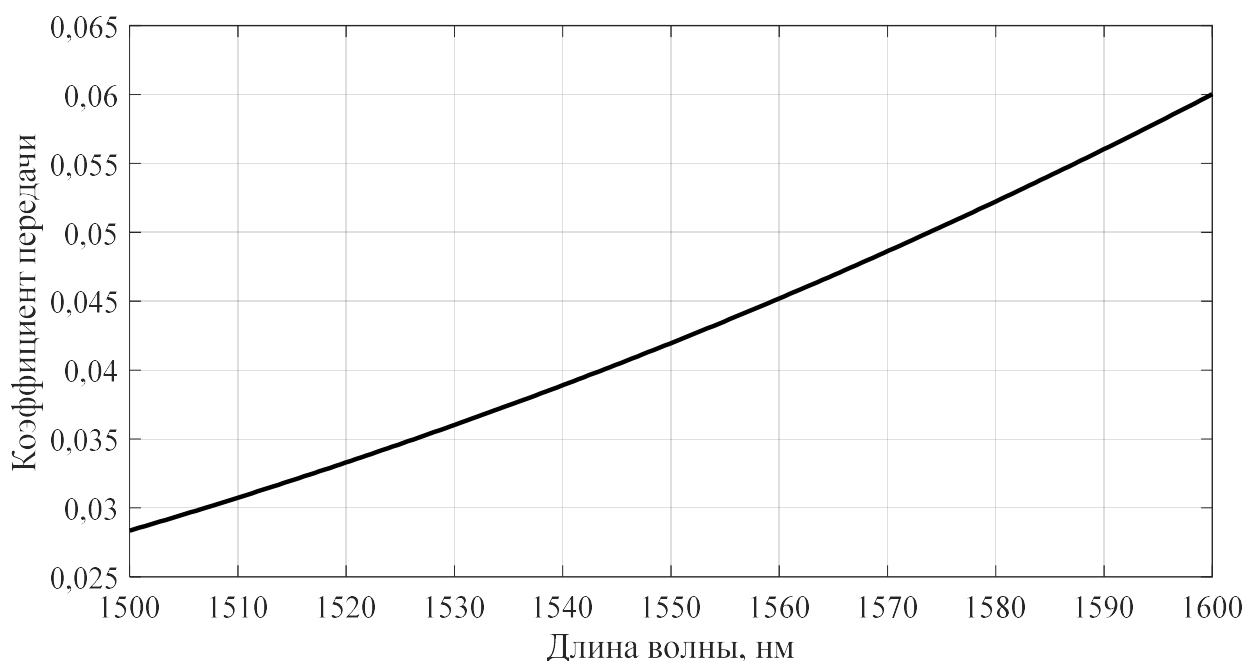


Рисунок 3.9 – Зависимость коэффициента передачи из прямого волновода в кольцевой от длины волны для МКР радиусом 10 мкм

Стоит отметить, что для ПЛЗ на основе МКР радиус кольцевого волновода был выбран равным 100 мкм, чтобы увеличить величину вносимой временной задержки. Зависимость коэффициента передачи в кольцевой волновод от длины волны для этого случая представлена на рисунке 3.10.

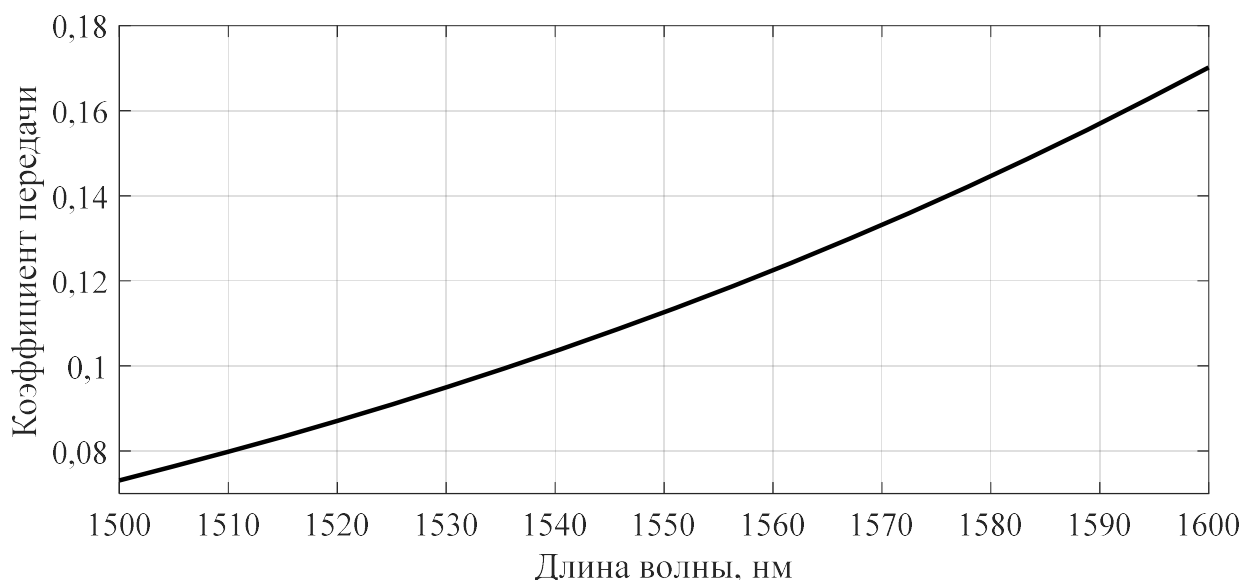


Рисунок 3.10 – Зависимость коэффициента передачи из прямого волновода в кольцевой от длины волны для МКР радиусом 100 мкм

Далее для системного моделирования требуется получить характеристики волновода. В случае пассивного МКР (без изменения показателя преломления) достаточно добавить параметры, полученные в рамках моделирования, продемонстрированного в пункте 3.1.1. Для случая управляемого МКР требуется учесть эффект, влияющий на показатель преломления, его моделирование будет показано в дальнейшем.

3.2 Моделирование управляющих эффектов

Как было указано ранее, в качестве эффектов для изменения фазы оптического сигнала (то есть управляющих эффектов) использованы термооптический и электрооптический эффекты ввиду относительной простоты изготовления ФИС, на которой они могут быть реализованы.

3.2.1 Термооптический эффект

Изменение показателя преломления волновода при изменении температуры может быть описано следующим уравнением [114]:

$$n + jk = \left(n_0 + \frac{dn}{dT}(T - T_0) \right) + j \left(k_0 + \frac{dk}{dT}(T - T_0) \right), \quad (3.8)$$

где n и k – действительная и мнимая части показателя преломления, n_0 и k_0 – значения действительной и мнимой частей показателя преломления при

начальной температуре вещества T_0 , T – текущая (изменённая) температура вещества, dn/dT и dk/dT – изменение показателя преломления от температуры. Величина dn/dT также известна под названием термооптический коэффициент.

В рамках диссертационной работы для нагрева оптического волновода использован нагревательный элемент в виде микрополоскового волновода толщиной 250 нм и шириной 5 мкм, выполненный из золота. Сечение волновода с нагревательным элементом представлено на рисунке 3.11.



Рисунок 3.11 – Сечение волновода с нагревательным элементом. Все размеры указаны в мкм

Численное моделирование было выполнено с использованием метода конечных элементов. В результате, были получены распределения температуры в сечении волновода при различных значениях прикладываемого к нагревательному элементу напряжения (рисунок 3.12).

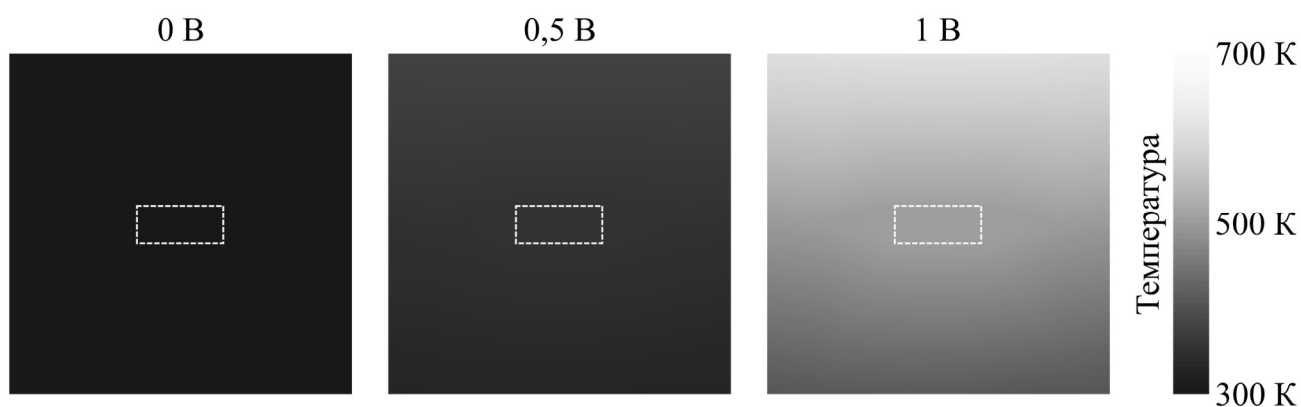


Рисунок 3.12 – Примеры распределения температуры, полученные в результате моделирования. Контур волновода показан белой пунктирной линией

Полученные распределения температуры были импортированы в численную модель оптического волновода, для которой был задан термооптический коэффициент кремния ($1,86 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ [115]). После этого был произведён расчёт изменения эффективного показателя преломления в зависимости от напряжения (рисунок 3.13).

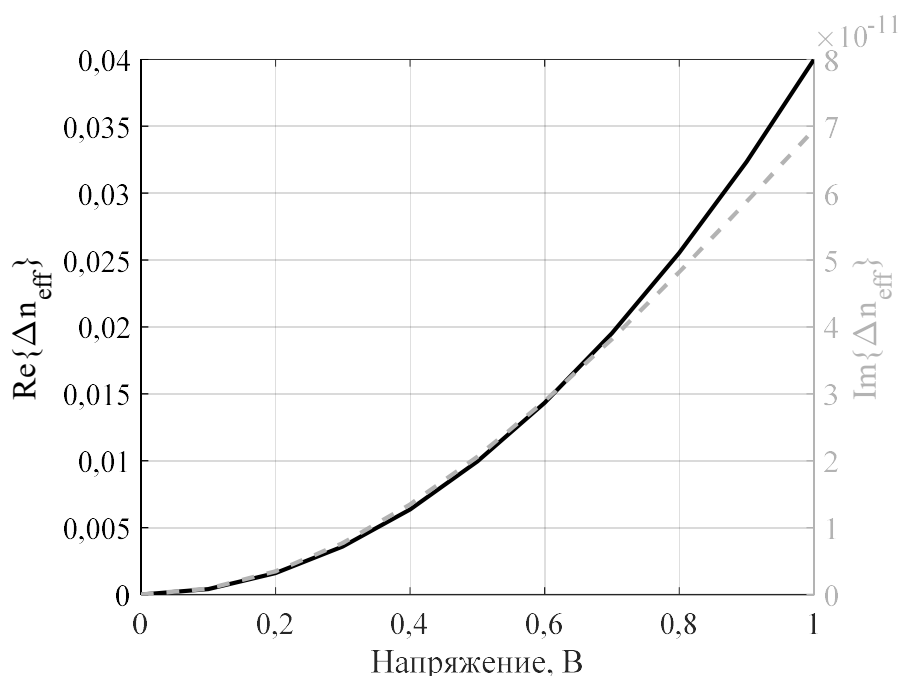


Рисунок 3.13 – Зависимость изменения эффективного показателя преломления фундаментальной моды от напряжения, прикладываемого к нагревательному элементу

Для нагревательного элемента прикладываемое напряжение ограничено значением 1 В, чтобы избежать перегрева материала и последующего его плавления.

3.2.2 Электрооптический эффект

Изменение показателя преломления кремния на длине волны 1550 нм из-за наличия свободных носителей заряда описывается уравнениями, представленными Сорефом и Беннетом [116]:

$$\begin{aligned}\Delta\alpha &= \Delta\alpha_e + \Delta\alpha_h = 8,88 \cdot 10^{-21} \Delta N_e^{1,167} + 5,84 \cdot 10^{-20} \Delta N_h^{1,109}, \\ -\Delta n &= \Delta n_e + \Delta n_h = 5,4 \cdot 10^{-22} N_e^{1,011} + 1,53 \cdot 10^{-18} \Delta N_h^{0,838},\end{aligned}\quad (3.9)$$

где $\Delta\alpha$ – изменение коэффициента поглощения излучения; индексы e и h соответствуют электронам (зарядам n-типа) и дыркам (зарядам p-типа); ΔN – изменение количества свободных носителей заряда в активной области; Δn – изменение показателя преломления.

Из выражений (3.9) видно, что носители заряда p-типа обладают большим влиянием на изменение показателя преломления, однако они вносят большие потери по сравнению с носителями заряда n-типа. Поэтому при разработке электрооптических устройств изменения фазы область с носителями зарядов p-типа занимает большее пространство в волноводе. Исходя из возможностей используемой платформы, была разработана численная модель обратно-смещённого pn-перехода, сечение которого представлено на рисунке 3.14.

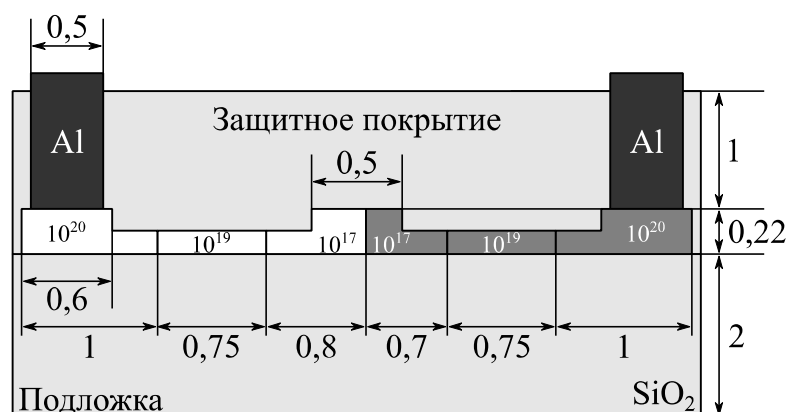


Рисунок 3.14 – Сечение модели pn-перехода. Тёмно-серым цветом отображены области с носителями заряда n-типа, белым – p-типа. Числа внутри белых и

тёмно-серых областей отображают концентрацию носителей заряда в см^{-3} .
Все размеры указаны в мкм

Для моделирования также, как и в случае с нагревательным элементом, был использован метод конечных элементов. Результатом моделирования являются распределения носителей зарядов в зависимости от напряжения (рисунок 3.15).

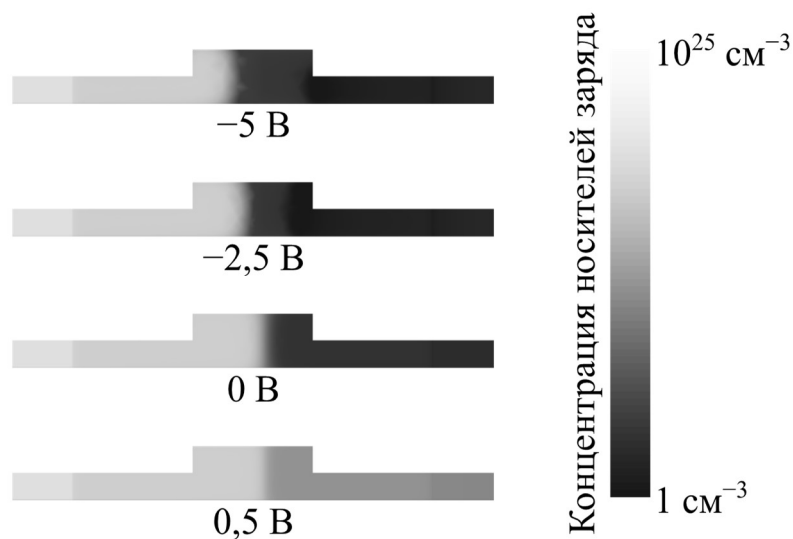


Рисунок 3.15 – Примеры рассчитанных распределений свободных носителей зарядов р-типа в центральной части волновода в зависимости от прикладываемого к аноду напряжению

По аналогии с процессом моделирования нагревательного элемента была получена зависимость изменения показателя преломления от напряжения относительно значения напряжения 0 В (рисунок 3.16).

Использованный диапазон напряжений обусловлен особенностями реализации рп-перехода, так напряжение -5 В обеспечивает практически полное исчезновение свободных носителей заряда из центральной части волновода, а напряжения свыше $0,5 \text{ В}$ способны вызвать пробой рп-перехода.

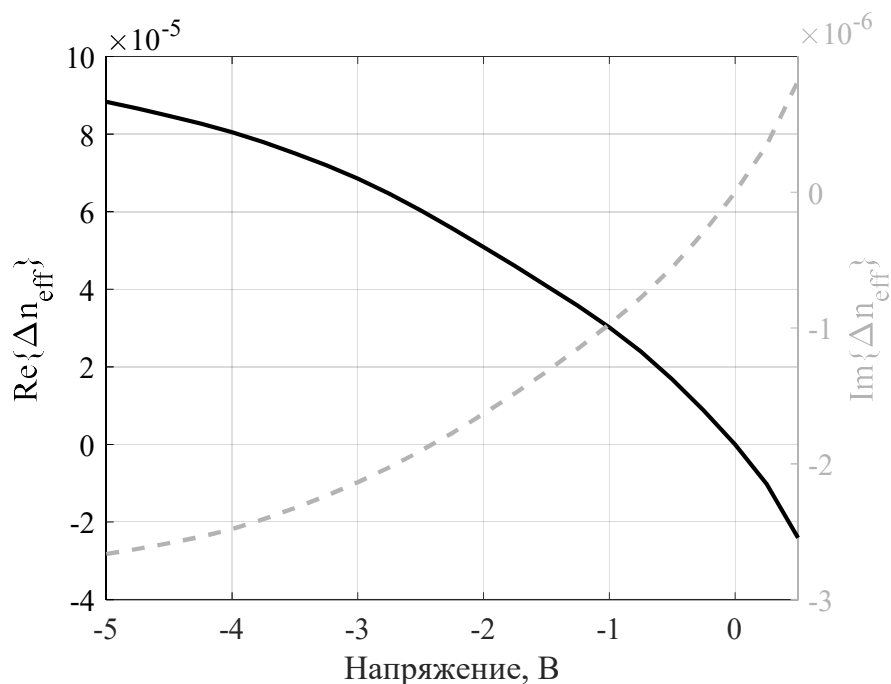


Рисунок 3.16 – Зависимость изменения эффективного показателя преломления фундаментальной моды от напряжения, прикладываемого к аноду

3.3 Моделирование линий задержки

На основе полученных в предыдущих пунктах данных были построены системные модели линий задержки. Они были разработаны в программном пакете Ansys Lumerical INTERCONNECT. Для всех моделей ПЛЗ были установлены следующие параметры:

- время моделирования (временное окно моделирования) – 10 нс;
- частота дискретизации модели – 1,8 ТГц и 50 ТГц (различные значения для проверки влияния этого параметра на результаты моделирования);
- ширина полосы излучения источника лазерного излучения – 100 МГц.

Измерение вносимого времени задержки проводилось следующим образом: на вход ПЛЗ подавался гауссовский импульс, после его прохождения через ПЛЗ производилось сравнение временных диаграмм на входе и на выходе. Полученная в результате сравнения разность положений максимума гауссовского импульса во времени и является вносимым временем задержки. Для изменения вносимого времени задержки был использован источник напряжения. Схема численной модели для определения значения вносимой временной задержки показан на рисунке 3.17.

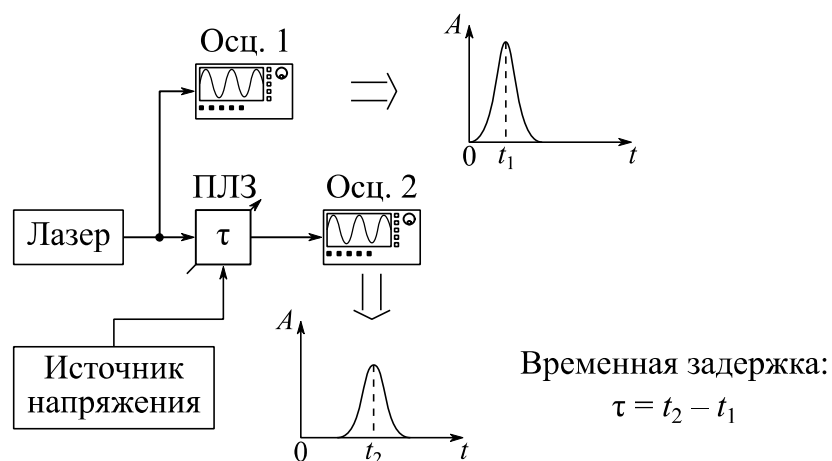
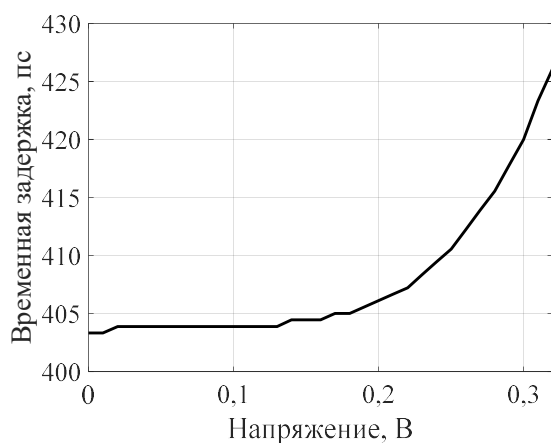
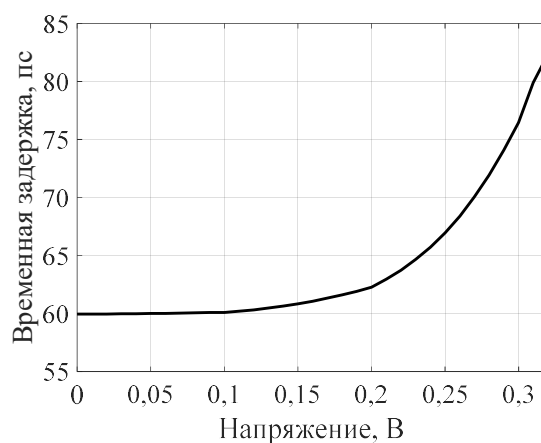


Рисунок 3.17 – Схема численной модели для определения значения вносимой временной задержки: Осц. – осциллограф

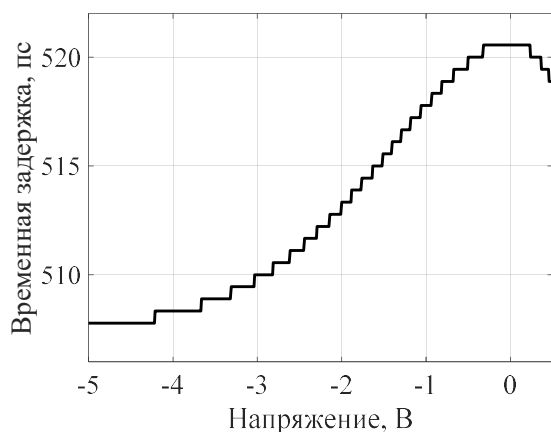
Зависимости времени задержки от напряжения для ПЛЗ на основе ИМЦ представлены на рисунке 3.18.



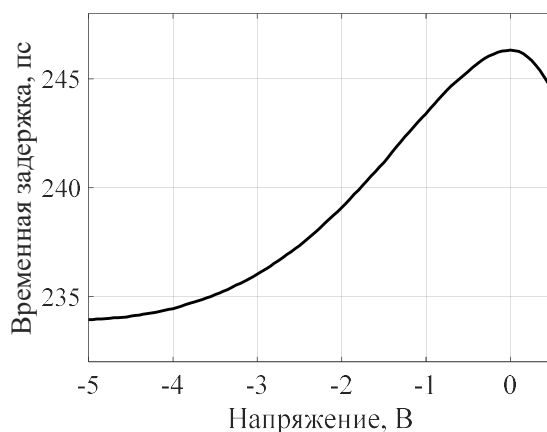
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.18 – Зависимости вносимой временной задержки для разных типов ПЛЗ на основе ИМЦ: а) ПЛЗ с термооптическим эффектом при частоте

дискретизации модели 1,8 ТГц; б) ПЛЗ с термооптическим эффектом при частоте дискретизации модели 50 ТГц; в) ПЛЗ с электрооптическим эффектом при частоте дискретизации модели 1,8 ТГц; г) ПЛЗ с электрооптическим эффектом при частоте дискретизации модели 50 ТГц

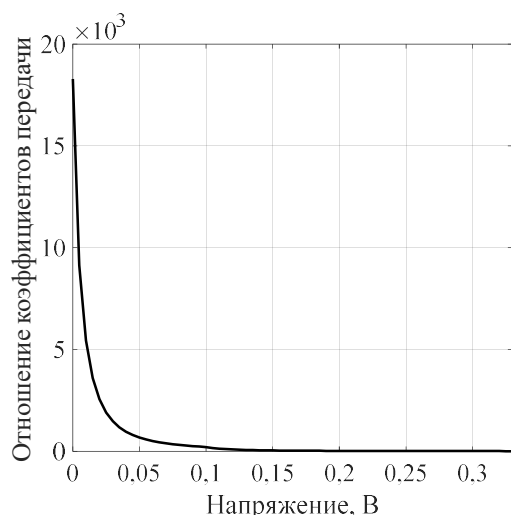
Из зависимостей, представленных на рисунке 3.18, видно, что значение частоты дискретизации модели влияет на величину вносимой временной задержки и на характер её изменения (при меньшем значении частоты дискретизации функция ступенчатая). Однако в рамках системного моделирования не всегда возможно применение большого значения частоты дискретизации ввиду вероятности появления ошибок вычисления (например, возможно возникновение бесконечного усиления сигнала на пассивных компонентах), а также повышения требования к вычислительным ресурсам [85,117,118].

Стоит отметить, что для линий задержки на основе ИМЦ предварительно было проведено моделирование балансных ИМЦ. Данный шаг был необходим для определения длин волноводов балансных ИМЦ. Условием выбора длин волноводов было обеспечение возможности полного перевода энергии из верхнего в нижний волновод в используемых в рамках моделирования диапазонах напряжений. В результате, длины волноводов термооптического балансного ИМЦ составили 77,2 мкм, а электрооптического – 8 мм.

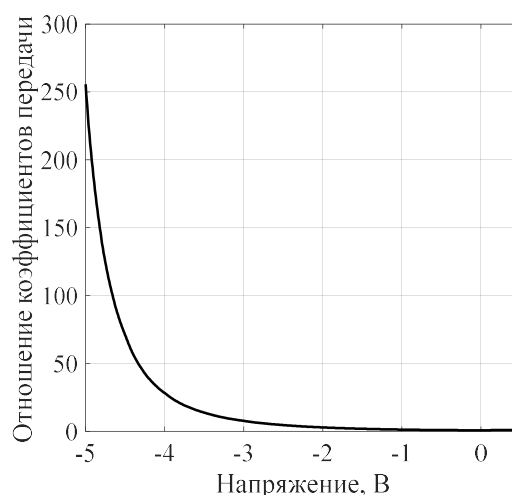
Помимо этого, перед получением зависимостей, представленных на рисунке 3.18 были получены длины волноводов небалансного ИМЦ, обеспечивающие минимальный шаг перестройки времени задержки при максимально возможном диапазоне его перестройки. Для ПЛЗ с термооптическим эффектом длины волноводов составили 2,5 и 0,1 мм, с электрооптическим – 1,5 и 0,5 мм.

С учётом вышеперечисленного, в последующих этапах моделирования будет использован полуаналитический подход, в котором значения временной задержки для ПЛЗ будут вычисляться по выражениям (2.13) и (2.16), при этом в них будут использованы результаты численного моделирования. Соответственно, в рамках системного моделирования будет использован идеализированный элемент задержки, в котором будут заданы вычисленные значения временной задержки.

После определения длин волноводов были получены зависимости соотношения коэффициентов передачи перестраиваемых ответвителей от напряжения (рисунок 3.19). Для этого производилось измерение мощностей оптического сигнала на верхнем и нижнем волноводах на выходе ИМЦ, после производилось вычисление соотношения.



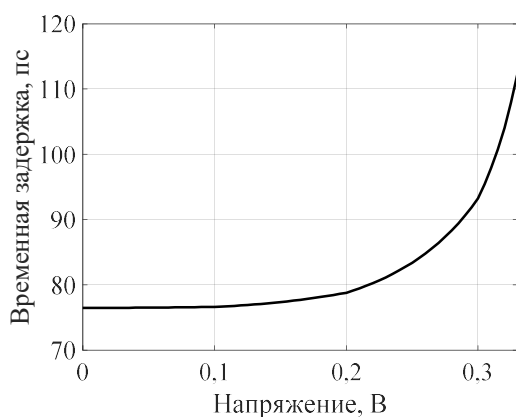
а)



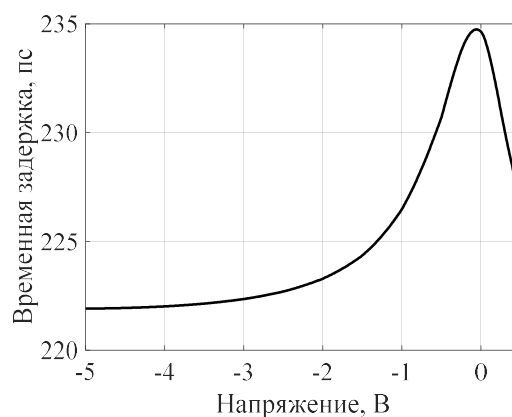
б)

Рисунок 3.19 – Зависимости соотношения коэффициентов передачи перестраиваемых ответвителей от напряжения: а) для термооптического ИМЦ; б) для электрооптического ИМЦ

С помощью выражения (2.13) были получены зависимости вносимого времени задержки от управляющего напряжения для обоих типов ПЛЗ на ИМЦ (рисунок 3.20).



а)



б)

Рисунок 3.20 – Зависимости величины вносимой временной задержки от управляющего напряжения для ПЛЗ на основе ИМЦ: а) с термооптическим эффектом; б) с электрооптическим эффектом

С помощью выражения (2.16) и на основе полученных данных об изменении показателя преломления и коэффициента ввода излучения в кольцевой волновод был произведён расчёт вносимого времени задержки для ПЛЗ на основе МКР (рисунок 3.21).

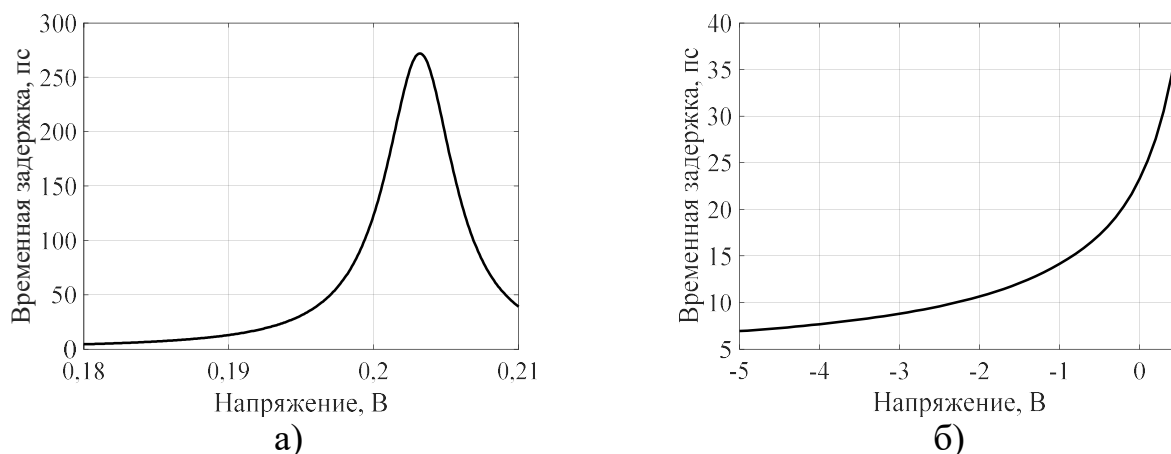


Рисунок 3.21 – Зависимости величины вносимой временной задержки от управляющего напряжения для ПЛЗ на основе МКР: а) с термооптическим эффектом; б) с электрооптическим эффектом. Для расчёта использована длина волны 1550,4 нм

Из квазилинейных участков на рисунках 3.20 и 3.21 были получены следующие шаги перестройки временной задержки:

- для термооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 49,4 пс/В;
- для электрооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 8,25 пс/В;
- для термооптической ПЛЗ на основе МКР – 28,6 пс/В;
- для электрооптической ПЛЗ на основе МКР – 3,49 пс/В.

3.4 Методика структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи ОЭО

На основе полученных данных и известных характеристик применяемых эффектов можно сформулировать методику структурной оптимизации оптической части петли обратной связи.

Оптимизация оптической части петли обратной связи ОЭО может быть произведена по следующим параметрам:

- размеры оптической части петли обратной связи;
- крутизна настроечной характеристики;
- время перестройки частоты ОЭО.

Минимизация размеров оптической части ОЭО может быть обеспечена следующими действиями:

- выбор платформы интегральной фотоники с высоким контрастом показателей преломления – чем он выше, тем меньше размер отдельных компонентов;
- выбор малогабаритной конструкции ПЛЗ (например, на основе МКР);
- выбор сильного эффекта для изменения фазы оптического сигнала – чем больше изменение показателя преломления, тем меньше размер ПЛЗ (например, длина волноводов балансных ИМЦ для ПЛЗ на их основе для термооптического эффекта почти на два порядка меньше по сравнению с электрооптическим ИМЦ).

Крутизна настроечной характеристики ОЭО определяется конструкцией ПЛЗ и применяемым эффектом для изменения фазы оптического сигнала. Так, для обеспечения максимальной крутизны требуется использовать эффект, обеспечивающий максимально возможное изменение показателя преломления (в рамках диссертационной работы – термооптический эффект), и конструкцию ПЛЗ с максимальным диапазоном изменения времени задержки (например, МКР).

А время перестройки частоты ОЭО с использованием изменения фазового набег в петле обратной связи, в первую очередь, определяется эффектом, изменяющим показатель преломления вещества. Например, для термооптического фазовращателя время нагрева с соответствующим ему изменением фазы оптического сигнала занимает не менее 2 мкс [119], а для электрооптического – порядка 1 нс [120].

А для обеспечения минимально возможного времени перестройки частоты ОЭО требуется выбирать эффекты, обеспечивающие низкое время изменения фазы оптического сигнала. Однако, такие эффекты часто обеспечивают малое изменение показателя преломления волновода из-за чего увеличивается размер ПЛЗ и снижается крутизна настроечной характеристики ОЭО.

Разработанная методика структурной оптимизации может быть представлена в виде схемы (рисунок 3.22).

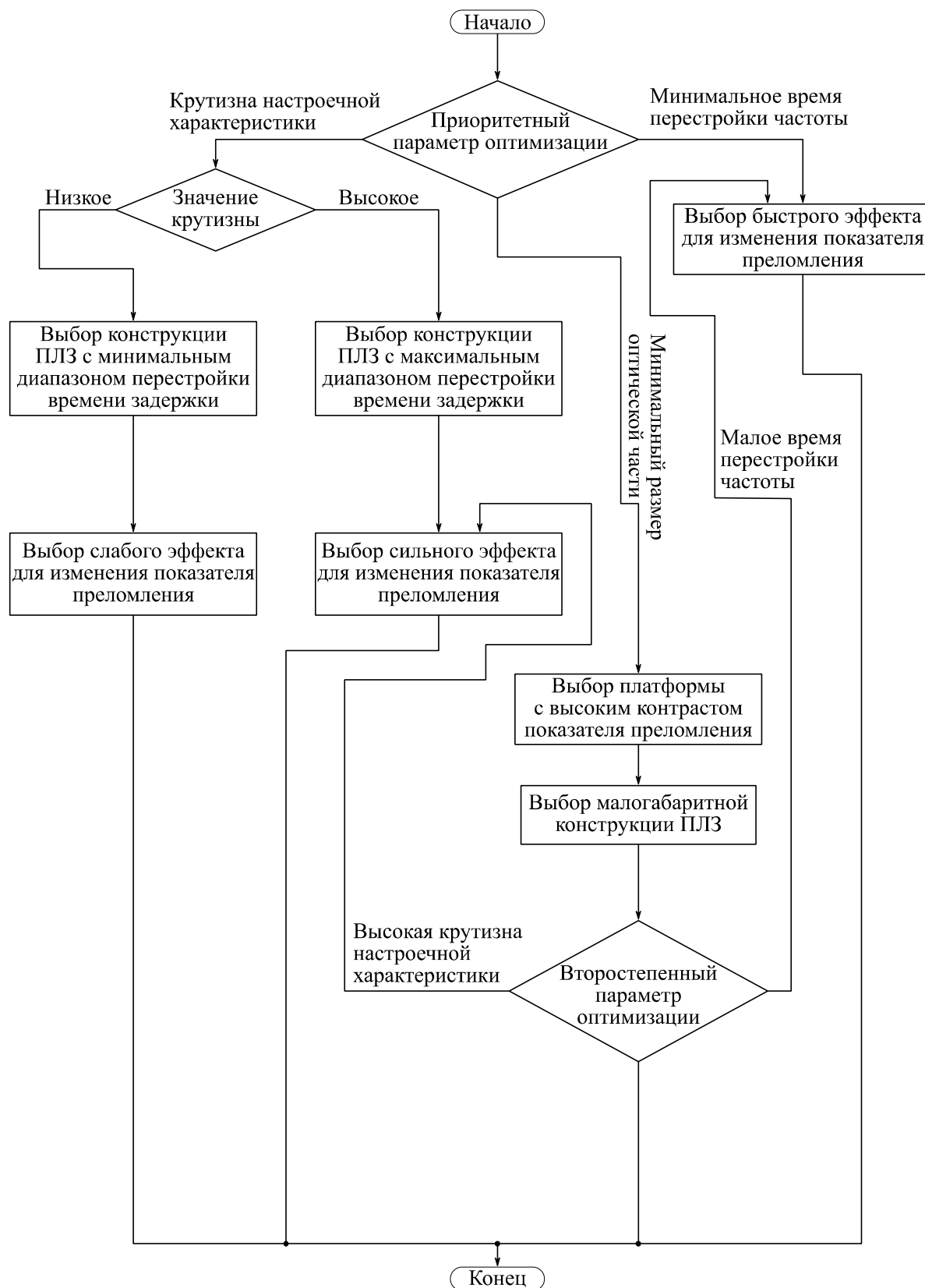


Рисунок 3.22 – Схема методики структурной оптимизации оптической части петли обратной связи ОЗО

3.5 Выводы по главе 3

1. Разработаны численные модели ПЛЗ на основе ИМЦ и МКР, в которых для изменения фазы оптического сигнала применяются либо термооптический, либо электрооптический эффекты. В рамках системного моделирования ПЛЗ было выявлено, что для корректного учёта времени задержки необходимо использовать полуаналитический подход при его определении, то есть физические параметры ПЛЗ могут быть рассчитаны с использованием численных методов, а значение вносимой временной задержки – только аналитически.

2. На основе данных численного моделирования рассчитаны зависимости времени задержки ПЛЗ от напряжения. Благодаря им и известным характеристикам применяемых эффектов была разработана методика структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи ОЭО.

3. Представленная методика структурной оптимизации позволяет упростить процесс разработки оптической части петли обратной связи ОЭО, исходя из требований, предъявляемых к генератору СВЧ-колебаний.

4 Численная модель оптоэлектронного осциллятора и возможности его реализации

4.1 Определение зависимости частоты ОЭО от значения вносимой временной задержки

По схеме, представленной на рисунке 2.1, была разработана численная модель ОЭО. Стоит отметить, что в качестве фазового модулятора был использован стандартный элемент из библиотеки программного обеспечения. Это было сделано для того, чтобы характеристики модулятора оказывали минимальное воздействие на работу ОЭО [80,83].

Параметры моделирования:

- частота дискретизации модели – 1,8 ТГц;
- временное окно моделирования – 1 мкс;
- коэффициент усиления СВЧ-усилителя – 85 дБ;
- центральная длина волны лазера – 1550 нм для ОЭО с ПЛЗ на основе ИМЦ и 1550,4 нм для ОЭО с ПЛЗ на основе МКР;
- ширина полосы излучения лазера – 1 МГц.

Для верификации математической модели был использован идеализированный элемент временной задержки, вносимая временная задержка изменялась в диапазоне от 0 пс до 300 пс. Выбранный диапазон изменения времени задержки близок к диапазону термооптической ПЛЗ на основе МКР (рисунок 3.21а). После изменения этого значения снимался спектр сигнала на выходе ОЭО и находилась частота с наибольшей амплитудой. В результате, была получена зависимость частоты ОЭО от вносимого времени задержки, представленная на рисунке 4.1.

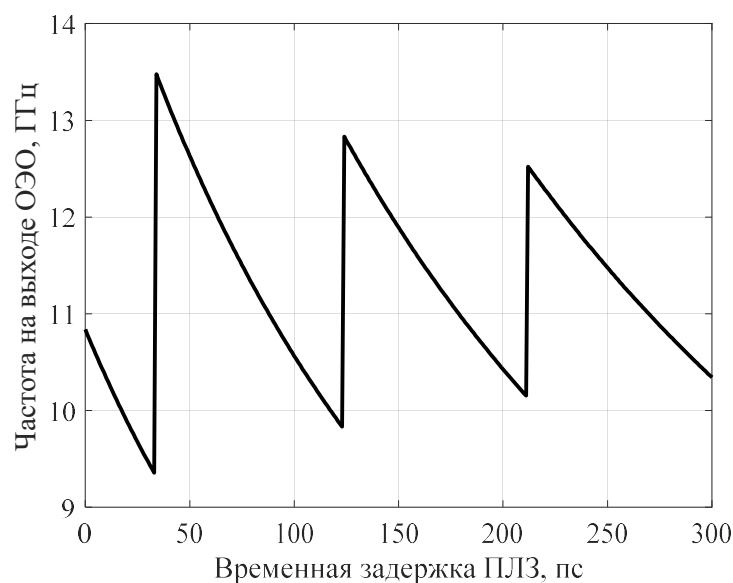


Рисунок 4.1 – Зависимость частоты сигнала на выходе ОЭО от вносимой временной задержки в петле обратной связи

Резкое изменение частоты ОЭО при отдельных значениях вносимой временной задержки обусловлено достижением фазового набега в контуре ОЭО, кратного 2π , с соответствующим ему изменением номера моды ОЭО k . А уменьшение диапазона изменения частоты обусловлено увеличением временной задержки в контуре ОЭО – частота на его выходе обратно пропорциональна времени задержки сигнала (выражение (2.2) с учётом (2.1)). В результате, относительное изменение частоты ОЭО составило 56 МГц/пс.

Для сравнения разработанной математической модели с результатами моделирования необходимо определить значения номера моды k и времени задержки сигнала в контуре ОЭО. Исходя из выражений (2.1) и (2.2) можно рассчитать эти значения. Так, можно составить систему уравнений:

$$\begin{cases} f_0 = \frac{k}{T_D} \\ f_1 = \frac{k}{T_D + \Delta\tau} \end{cases}, \quad (4.1)$$

где f_0 – частота ОЭО при начальном значении времени задержки T_D , f_1 – изменённое значение частоты ОЭО при изменении времени задержки на значение $\Delta\tau$.

Дальнейший расчёт будет производиться для $\Delta\tau = 1$ пс и $f_0 = 13,476$ ГГц. Исходя из зависимости на рисунке 4.1, $f_1 = 13,42$ ГГц.

Тогда номер моды ОЭО:

$$k = f_0 T_D. \quad (4.2)$$

А изменённое значение частоты:

$$f_1 = \frac{f_0 T_D}{T_D + \Delta\tau}. \quad (4.3)$$

В результате, время задержки в контуре и значение k определяются как:

$$T_D = \frac{f_1 \Delta\tau}{f_0 - f_1} = \frac{13,42 \cdot 10^9 \cdot 10^{-12}}{(13,476 - 13,42) \cdot 10^9} = 2,396429 \cdot 10^{-10} \text{ с} = 239,6429 \text{ пс}, \quad (4.4)$$

$$k = f_0 T_D = 13,476 \cdot 10^9 \cdot 239,6429 \cdot 10^{-12} = 3,2294.$$

Полученные значения могут быть подставлены в выражение (2.11) для вычисления изменения частоты ОЭО Δf . Сравнение математической модели и результатов численного моделирования приведено на рисунке 4.2. На рисунке 4.3 приведены графики отклонения рассчитанных частот при целом значении и при дробным значениях k .

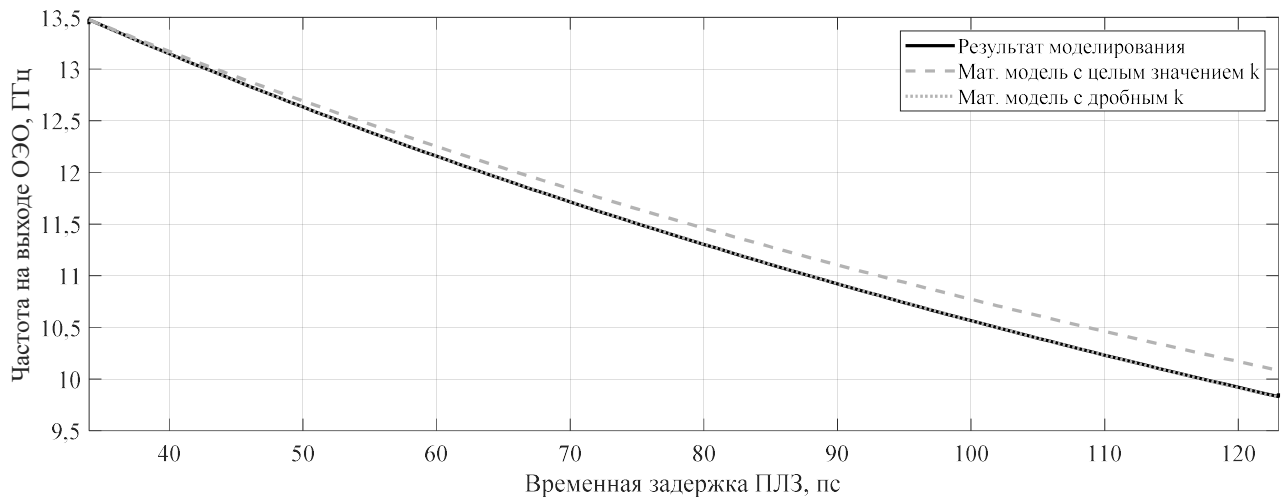


Рисунок 4.2 – Зависимость частоты от вносимого времени задержки при моделировании и расчёте с помощью разработанной математической моделью

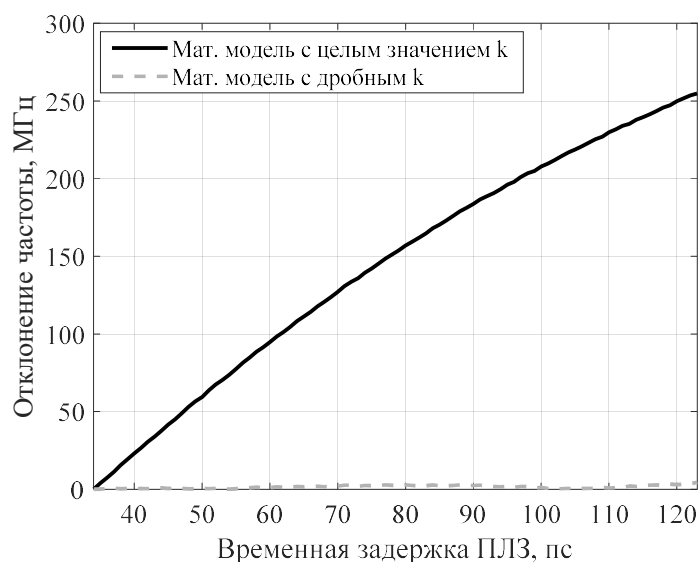


Рисунок 4.3 – Отклонение расчётной частоты от результата моделирования при целом и дробном значениях k

Максимальное отклонение расчётной частоты от результата моделирования равно 254,8 МГц для целого значения k и 4,45 МГц – для дробного.

Соответственно, можно сделать вывод о том, что дробное значение k в лучшей мере описывает частоту сигнала на выходе ОЭО. Это связано с тем, что целые значения описывают только пики частоты на рисунке 4.1 из-за дискретной природы собственных мод ОЭО. В результате, можно утверждать, что дробное значение k подходит для описания частоты сигнала в «промежуточном» состоянии, когда частота сигнала на выходе ОЭО не соответствует его собственным модам.

Исходя из относительного значения изменения частоты 56 МГц/пс и зависимости перестройки временной задержки ПЛЗ от напряжения, представленного в пункте 3.3, можно выразить шаг перестройки частоты ОЭО для разных вариантов ПЛЗ от напряжения:

- для термооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 2,77 ГГц/В;
- для электрооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 462 МГц/В;
- для термооптической ПЛЗ на основе МКР – 1601,6 ГГц/В;
- для электрооптической ПЛЗ на основе МКР – 195,44 МГц/В.

Исходя из полученных значений шага перестройки частоты можно определить минимальный шаг перестройки частоты ОЭО при использовании

цифрового управления. Например, для 16-битного прецизионного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) минимальный шаг изменения напряжения может составлять 40 мкВ [121]. Тогда для ОЭО с электрооптической ПЛЗ на основе МКР минимальный шаг изменения частоты составит 7817,6 Гц или же 7,8 кГц.

4.2 Моделирование процесса перестройки частоты ОЭО

Ранее было указано, что перестройка частоты с использованием ПЛЗ в петле обратной связи обеспечивает возможность перестройки частоты ОЭО без срыва процесса генерации частоты. Для подтверждения данного явления была разработана численная модель ОЭО с ПЛЗ на основе электрооптического ИМЦ.

Стоит отметить, что разработанная модель не позволит получить корректное значение частоты ОЭО ввиду сложности моделирования системы с высоким значением частоты дискретизации модели. Однако такая модель позволяет реализовать относительное изменение вносимого времени задержки. Сравнение результатов моделирования изменения времени задержки электрооптической ПЛЗ на основе ИМЦ для разных значений частоты дискретизации модели приведено на рисунке 4.4.

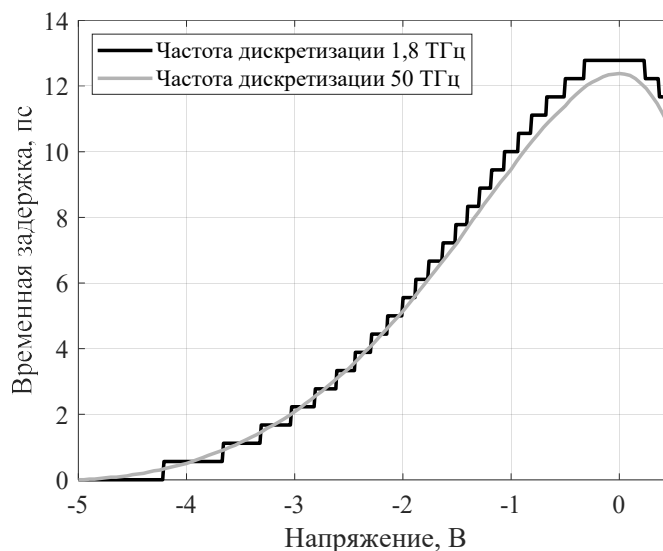


Рисунок 4.4 – Относительное изменение времени задержки для разных значений частоты дискретизации модели [85]

Для моделирования были использованы те же параметры, что и ранее, однако для управления ПЛЗ был использован сигнал, изменяющийся по амплитуде от -3 В

до 0 В с частотой 0,2 МГц (период сигнала 5 мкс), также были увеличены временное окно моделирования до 10 мкс и значение частоты дискретизации до 2,048 ТГц. Последнее необходимо для упрощения получения спектра сигнала ОЭО с помощью быстрого преобразования Фурье. А диапазон напряжений обусловлен участком зависимости изменения вносимого времени задержки от напряжения, в котором происходит увеличение этой величины (рисунки 3.20 и 4.4).

Временная диаграмма сигнала, использованного для управления ПЛЗ представлена на рисунке 4.5. Переход из одного состояния в другое занимает около 0,1 мкс, это было реализовано для приближения численной модели к реальным системам.

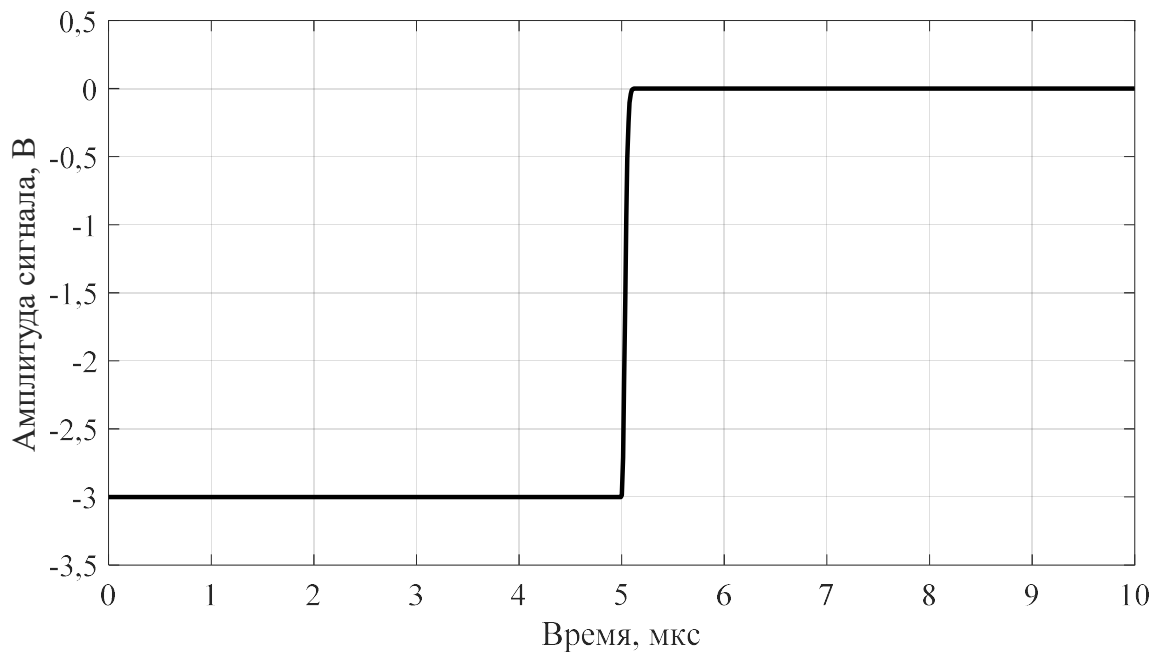


Рисунок 4.5 – Временная диаграмма сигнала, поступающего на вход ПЛЗ

Временная диаграмма сигнала на выходе ОЭО при изменении времени задержки на ПЛЗ представлена на рисунке 4.6.

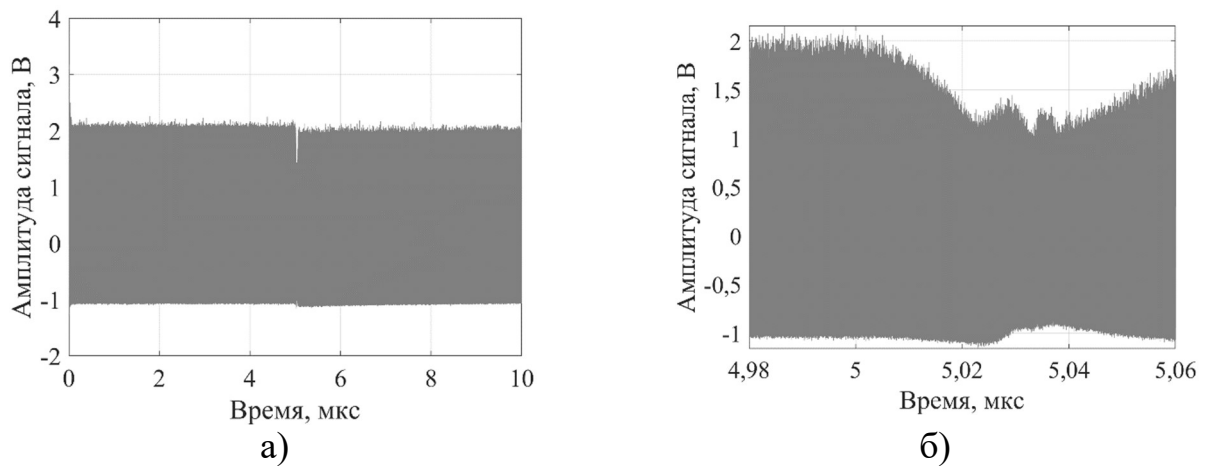


Рисунок 4.6 – Временные диаграммы сигнала на выходе ОЭО: а) за весь период моделирования; б) участок изменения частоты сигнала

Изменение амплитуды сигнала на рисунке 4.6 связано с наличием периода нарастания управляющего напряжения. Для определения частоты сигнала на выходе ОЭО было использовано дискретное преобразование Фурье. Спектры сигналов представлены на рисунке 4.7. На рисунке 4.8 представлен спектр сигнала в момент изменения напряжения (для вычисления спектра был использован временной промежуток от 5 мкс до 5,2 мкс).

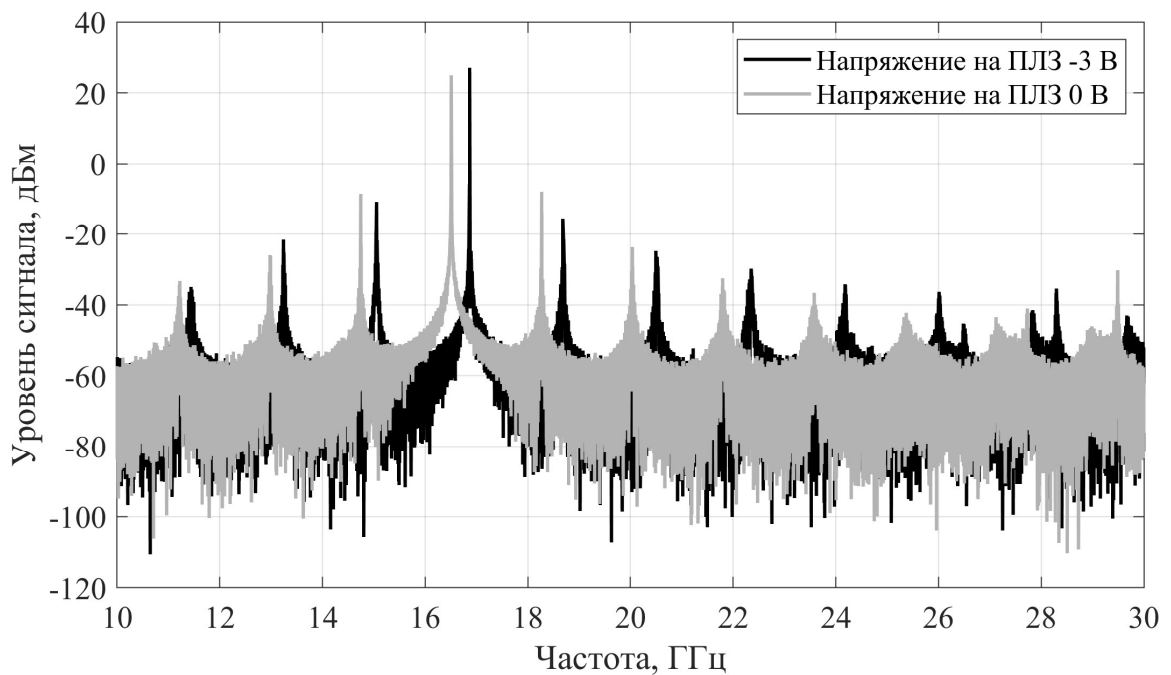


Рисунок 4.7 – Спектры сигналов на выходе ОЭО при изменении амплитуды напряжения, поступающего на ПЛЗ

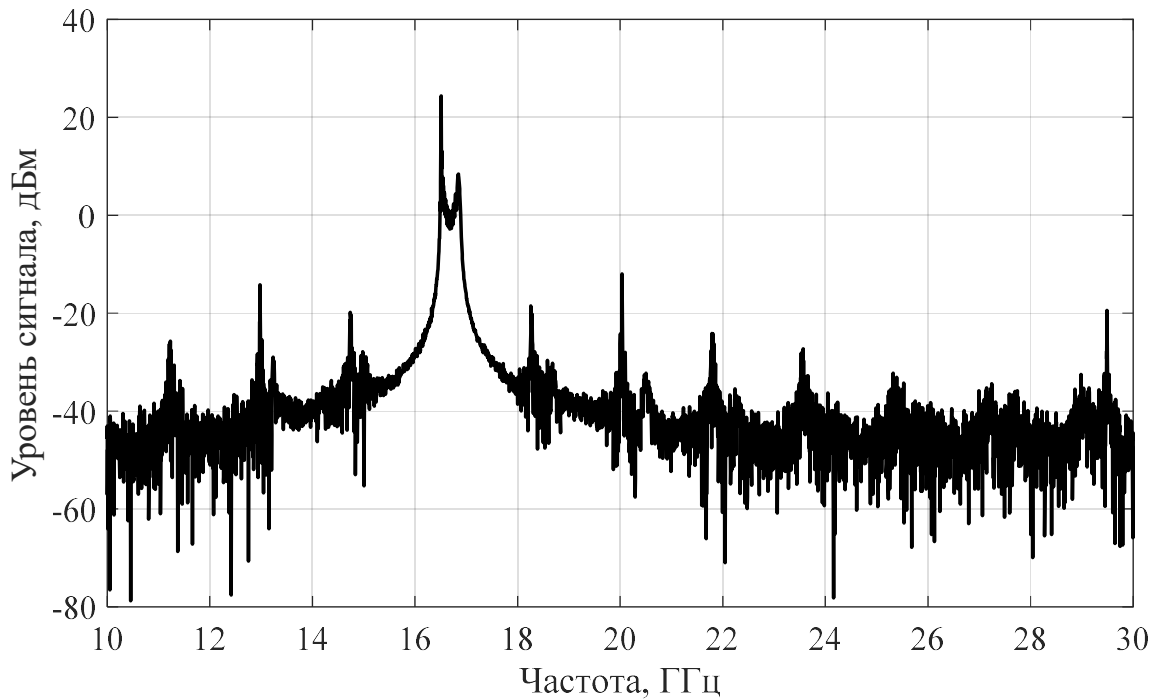


Рисунок 4.8 – Спектр сигнала на выходе ОЭО в момент изменения напряжения на ПЛЗ

Из полученного спектра (рисунок 4.8) можно увидеть, что в момент изменения напряжения, подаваемого на ПЛЗ, происходит плавное изменение частоты, что также подтверждает возможность перестройки частоты сигнала на выходе ОЭО без перезапуска процесса генерации.

4.3 Оценка уровня фазового шума

Для оценки уровня фазового шума численная модель системы была модифицирована – единый усилитель с коэффициентом усиления 85 дБ был заменён на каскад из трёх усилителей с коэффициентами усиления 25 дБ (2 усилителя) и 35 дБ. Эта модификация необходима для приближения численной модели к реальным системам.

Коэффициент шума всех усилителей был установлен равным 4 дБ – значение коэффициента шума сверхширокополосного усилителя Микран МР540. Для возможности получения шага измерения спектра 20 кГц было увеличено временное окно моделирования до 50 мкс. Значение частоты дискретизации модели было установлено равным 1,8 ТГц.

Остальные параметры и особенности реализации численной модели системы были такими же, как и в предыдущем пункте диссертационной работы.

Измерение уровня фазового шума по спектру производилось следующим образом – сначала была найдена основная частота сигнала на выходе ОЭО (частота, при которой амплитуда спектра максимальна), после этого находились уровни сигнала для отклонения частоты на 100 кГц и 1 МГц. Уровень фазового шума принимался равным максимальной разности уровня основной частоты на выходе ОЭО и уровня сигнала при отклонении частоты. В результате разность уровней сигнала при отстройке частоты на 100 кГц составила –23,39 дБ, а при отстройке 1 МГц она равна –27,29 дБ. Процесс измерения уровня фазового шума показан на рисунке 4.9.

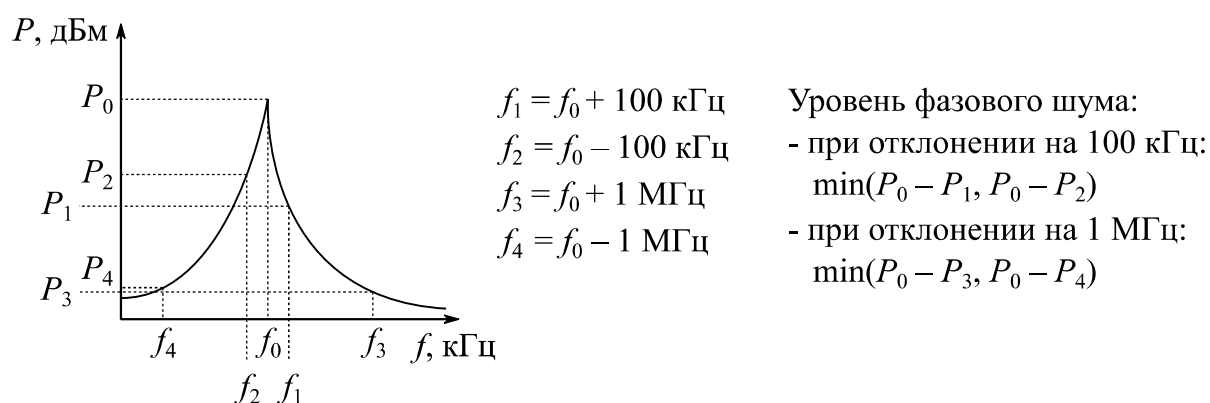


Рисунок 4.9 – Процесс измерения уровня фазового шума по спектру сигнала

Полученные значения уровня фазового шума значительно выше, чем у систем, рассмотренных в первой главе диссертационной работы. Однако, ввиду ограничений численной модели, оценка производилась с большим шагом измерения спектра (для меньшего шага измерения требуется увеличение временного окна моделирования, что приводит к нестабильности процесса моделирования) и для точной оценки уровня фазового шума требуется экспериментальная реализация представленной схемы ОЭО.

4.4 Упрощение процесса измерения и перестройки частоты ОЭО

Сигнал на выходе ОЭО обладает высокой частотой (от единиц до десятков гигагерц), и её измерение является сложной задачей. Для её решения применяются высокоскоростные аналого-цифровые преобразователи [122] и анализаторы спектра [123]. Однако такие устройства обладают высокой стоимостью и энергопотреблением, а также большими габаритами, что усложняет их применение в системах телекоммуникаций.

Для решения задачи измерения частоты ОЭО также могут быть использованы транзисторы с рабочими частотами, подходящими для работы со схемами ОЭО [124], что позволяет использовать для этого фототранзисторы или транзисторные делители частоты. Также для этой цели был предложен математический подход, основанный на аппроксимации рациональными функциями [125].

Однако измерение частоты можно производить более простым методом, для этого необходимо использовать схему преобразования частоты, обеспечивающую понижение частоты с соответствующим снижением стоимости конечного оборудования. Разработанное структурное решение для измерения частоты СВЧ-сигнала на выходе ОЭО представлено на рисунке 4.10 [126–128].

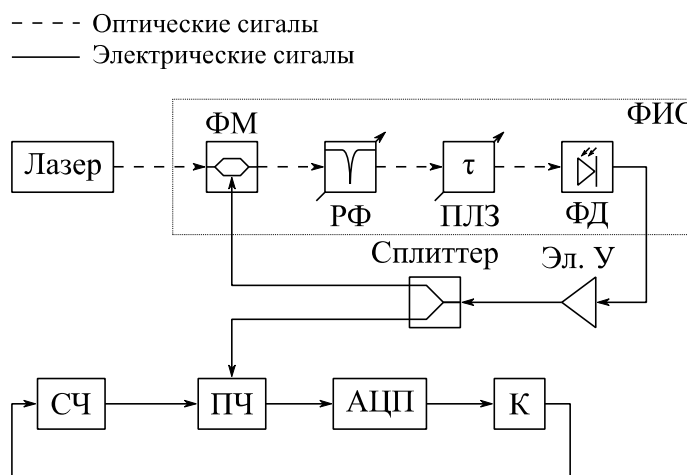


Рисунок 4.10 – ОЭО со схемой понижения частоты и её измерением:
СЧ – синтезатор частоты; ПЧ – преобразователь частоты, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, К – контроллер

Схема понижения частоты состоит из синтезатора частоты (СЧ), преобразователя частоты (ПЧ), аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и контроллера (К). Схема работает следующим образом: СВЧ-колебание с выхода ОЭО поступает на ПЧ, где происходит его преобразование в колебание промежуточной частоты (ПрЧ), значение которой определяется как:

$$f_{\text{ПрЧ}} = |f_{\text{СЧ}} - f_{\text{ОЭО}}|, \quad (4.5)$$

где $f_{\text{ПрЧ}}$ – значение промежуточной частоты, $f_{\text{СЧ}}$ – значение частоты сигнала на выходе синтезатора частоты, $f_{\text{ОЭО}}$ – значение частоты сигнала на выходе ОЭО.

После этого на АЦП происходит процесс оцифровки сигнала. Полученное значение поступает на контроллер, где происходит вычисление значения $f_{\text{ПрЧ}}$ и её сравнение с заданным значением. В случае неравенства этих величин контроллер генерирует управляющий сигнал для изменения частоты СЧ, после этого значение $f_{\text{ПрЧ}}$ возвращается к заданному на контроллере. Исходя из известных значений $f_{\text{ПрЧ}}$ и $f_{\text{СЧ}}$ становится возможным вычисление значения $f_{\text{ОЭО}}$ из выражения (4.5).

Представленное структурное решение на рисунке 4.10 подходит для измерения частоты ОЭО в схемах частотного опроса оптических датчиков. В качестве последних могут выступать как режекторный фильтр, так и ПЛЗ. При модификации представленного решения возможна реализация автоматической подстройки частоты СВЧ-сигнала на выходе ОЭО к заданному значению. Для этого управляющий сигнал с выхода контроллера должен подаваться на элементы ФИС, а частота сигнала на выходе СЧ должна быть фиксированной. Вариант модификации структурного решения представлен на рисунке 4.11.

В представленном варианте реализована подстройка частоты ОЭО через ПЛЗ, то есть подстройка возможна с низким шагом перестройки частоты в относительно небольшом диапазоне (в зависимости от характеристик ПЛЗ). При этом, как было показано ранее, не будет происходить перезапуск процесса генерации частоты и время её перестройки будет ограничиваться быстродействием ПЛЗ и электронной части. Также может быть реализована «грубая» подстройка частоты – для этого сигнал с выхода контроллера должен подаваться на

управляющий вход режекторного фильтра [127,128]. Однако в этом случае будет происходить перезапуск процесса генерации колебаний.

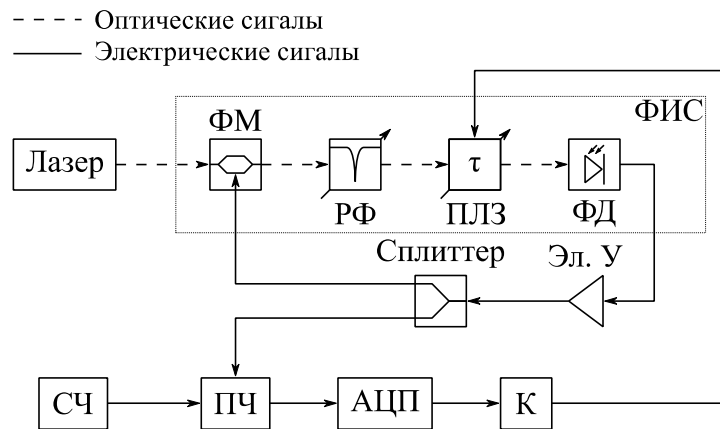


Рисунок 4.11 – ОЭО со схемой подстройки частоты

Стоит отметить, что погрешность измерения частоты ОЭО будет определяться стабильностью частоты на выходе СЧ. Соответственно, замена СЧ в схеме, представленной на рисунке 4.11, на стабильный одночастотный СВЧ-генератор позволит увеличить точность измерения частоты ОЭО.

4.4.1 Оценка эффективности схемы подстройки частоты

Ранее упомянутые методы измерения частоты колебания могут быть реализованы с помощью микросхем синтезаторов частоты с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ, англ. PLL – phase-locked loop) [129]. Поэтому для оценки экономической эффективности разработанной схемы будет производиться её сравнение с коммерчески доступными синтезаторами. Стоит отметить, что в разработанной схеме такая микросхема СЧ с ФАПЧ заменит собой блок преобразования частоты и АЦП, соответственно, для определения экономической эффективности достаточно сравнить стоимости низкочастотного СЧ с ФАПЧ и внешнего высокочастотного генератора частоты с высокочастотным СЧ с ФАПЧ. В этом случае основным требованием к СЧ с ФАПЧ является поддерживаемая им частота СВЧ-колебания. В рамках моделирования была получена частота сигнала на выходе ОЭО 13 ГГц. Поэтому она будет использована для сравнения подходов к измерению частоты.

Для реализации разработанной схемы подстройки частоты подходят микросхемы ADF4106BRUZ-R7 (СЧ с ФАПЧ) и HMC-534-CS (генератор, управляемый напряжением). Последняя микросхема способна обеспечить частоту генерируемого сигнала от 10 ГГц до 12 ГГц [130], что позволяет снизить частоту на выходе ОЭО до 1 ГГц. Сигнал с таким значением частоты уже может быть подан на вход микросхемы ADF4106BRUZ-R7, работающей в диапазоне частот от 500 МГц до 6 ГГц [131]. В этом случае общая стоимость обеих микросхем составит 6 770 рублей [130,131].

В случае высокочастотного СЧ с ФАПЧ можно использовать микросхему ADF5356BCPZ производства Analog Devices, стоимость которой на момент доступности составляла от 17 630 рублей [132,133]. Ближайшим аналогом этой микросхемы является синтезатор iFSY-320-МО производства ООО «Кулсистемс» со стоимостью 79 300 рублей [134]. В результат, можно сделать вывод о том, что стоимость отдельных компонентов схемы измерения частоты может быть снижена не менее чем в 2,6 раза по сравнению с ранее доступными коммерческими решениями.

4.5 Выводы по главе 4

1. На основе численных моделей, представленных в главе 3, были разработаны системные модели ОЭО. В рамках моделирования была получена зависимость частоты сигнала на выходе ОЭО от вносимой временной задержки ПЛЗ.

2. Произведено сравнение результатов численного моделирования с математической моделью, представленной в главе 2. Было показано, что при дробном значении номера моды k математическая модель обеспечивает меньшее отклонение частоты от результата моделирования по сравнению с целым значением k . Максимальное отклонение расчётной частоты от результата моделирования равно 254,8 МГц для целого значения k и 4,45 МГц – для дробного.

3. Исходя из результатов моделирования, была вычислена крутизна настроечной характеристики ОЭО для разных вариантов исполнения ПЛЗ:

- для термооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 2,77 ГГц/В;

- для электрооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 462 МГц/В;
- для термооптической ПЛЗ на основе МКР – 1601,6 ГГц/В;
- для электрооптической ПЛЗ на основе МКР – 195,44 МГц/В.

4. Полученные значения крутизны перестройки частоты ОЭО с электрооптическими ПЛЗ сравнимы с другими ОЭО с интегральной оптической частью (от 620 МГц/В). При этом минимально возможный шаг перестройки частоты ОЭО с электрооптической ПЛЗ на основе МКР при использовании цифрового управления с помощью прецизионного 16-битного ЦАП – 7,8 кГц (минимальный шаг изменения напряжения ЦАП 40 мкВ). Полученное значение может быть уменьшено благодаря применению ЦАП с большим количеством разрядов и меньшим диапазоном напряжения на выходе.

5. Рассчитанный минимально возможный шаг перестройки частоты ОЭО значительно ниже всех представленных ОЭО с перестройкой частоты через оптическую часть (как оптическую, так и интегральную). При этом максимальный диапазон перестройки частоты ОЭО через ПЛЗ составил 3,649 ГГц, что значительно больше по сравнению с ОЭО с меньшим шагом перестройки частоты. Стоит отметить, что диапазон перестройки частоты ОЭО может быть увеличен за счёт изменения центральной частоты режекторного фильтра. Соответственно, представленная схема ОЭО может обеспечивать перестройку частоты в «тонком» (за счёт изменения фазового набег в петле обратной связи) и «грубом» (за счёт изменения центральной частоты режекторного фильтра) режимах работы.

6. В рамках численного моделирования подтверждена возможность перестройки частоты сигнала на выходе ОЭО без срыва процесса генерации.

7. Проведена оценка уровня фазового шума сигнала на выходе ОЭО (–27,29 дБ при отстройке частоты на 1 МГц и –23,39 дБ при отстройке частоты на 100 кГц).

8. Для упрощения процесса измерения и управления частотой сигнала на выходе ОЭО было разработана структура синтезатора СВЧ-колебаний, основанная на схеме понижения частоты. Выявлено, что предложенная структура обеспечивает снижение стоимости отдельных компонентов схемы измерения частоты не менее чем в 2,6 раза.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе были рассмотрены методы перестройки частоты сигнала на выходе ОЭО с целью снижения шага перестройки частоты ОЭО с использованием возможностей интегральной реализации его оптической части. В частности:

1. Разработана математическая модель процесса перестройки частоты на выходе ОЭО, учитывающая применение элементов интегральной фотоники в его оптической части петли обратной связи. Верификация математической модели производилась посредством численного моделирования. В его рамках было выявлено, что для дробных значений номера моды ОЭО максимальное отклонение вычисленного значения частоты сигнала на выходе ОЭО от результата моделирования равно 4,45 МГц. Представленное отклонение было получено для частоты сигнала 9,831 ГГц, то есть относительное отклонение частоты от результата моделирования составило 0,045%, что подтверждает возможность применения разработанной математической модели при разработке СВЧ-генераторов на основе ОЭО с интегральной оптической частью.

2. Разработан метод перестройки частоты на выходе ОЭО с использованием управления фазовым набегом в оптической части петли обратной связи ОЭО без срыва процесса генерации при перестройке частоты. Возможность перестройки частоты сигнала без срыва генерации продемонстрирована в рамках численного моделирования. Благодаря этому можно сделать вывод о том, что время перестройки частоты ограничивается временем изменения значения вносимой временной задержки ПЛЗ. То есть в зависимости от физического эффекта, используемого для изменения фазы оптического сигнала в волноводе, время изменения частоты на выходе ОЭО может быть снижено до 1 нс.

Помимо этого, в рамках численного моделирования получены значения крутизны настроенной характеристики ОЭО для различных видов ПЛЗ:

- для термооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 2,77 ГГц/В;
- для электрооптической ПЛЗ на основе ИМЦ – 462 МГц/В;

- для термооптической ПЛЗ на основе МКР – 1601,6 ГГц/В;
- для электрооптической ПЛЗ на основе МКР – 195,44 МГц/В.

3. Разработана методика структурной оптимизации конструкции оптической части петли обратной связи ОЭО, учитывающая различные физические эффекты для изменения фазы оптического сигнала в интегральном оптическом волноводе. Приведены возможные параметры оптимизации и рассмотрены варианты их увеличения и уменьшения.

4. Разработана структура синтезатора сверхвысокочастотных колебаний, основанная на применении схемы понижения частоты, позволяющая упростить блок измерения и перестройки частоты ОЭО. При этом стоимость отдельных компонентов схемы измерения частоты ОЭО может быть снижена не менее чем в 2,6 раза.

5. Рассчитанные значения крутизны для электрооптических ПЛЗ сравнимы с ранее представленными ОЭО на базе устройств интегральной фотоники (620 МГц/В), при этом максимально достижимый диапазон перестройки частоты через фазовый набег составил 3,649 ГГц. Стоит отметить, что диапазон перестройки частоты ОЭО может быть увеличен за счёт изменения центральной частоты режекторного фильтра. Соответственно, представленная схема ОЭО может обеспечивать перестройку частоты в «тонком» (за счёт изменения фазового набега в петле обратной связи) и «грубом» (за счёт изменения центральной частоты режекторного фильтра) режимах работы. В итоге, минимально достижимый шаг перестройки частоты ОЭО с электрооптической ПЛЗ на основе МКР при использовании цифрового управления с помощью прецизионного 16-битного ЦАП равен 7,8 кГц, что примерно в 180 раз меньше чем у всех ранее представленных ОЭО с перестройкой частоты, реализованной оптическими методами.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

- | | | |
|-----|----------|--|
| 1. | АЦП | аналого-цифровой преобразователь |
| 2. | АЧХ | амплитудно-частотная характеристика |
| 3. | ВБР | волоконная брэгговская решётка |
| 4. | ВПП | вращатель плоскости поляризации |
| 5. | ЖИГ | железно-иттриевый гранат |
| 6. | ИМЦ | интерферометр Маха-Цендера |
| 7. | К | контроллер |
| 8. | КМОП | комплементарная структура металл-оксид-полупроводник |
| 9. | КНИ | кремний-на-изоляторе |
| 10. | Комб. | комбайнер |
| 11. | КП | контроллер поляризации |
| 12. | ЛЧ-ВБР | линейно чирпированная волоконная брэгговская решётка |
| 13. | МКР | микрокольцевой резонатор |
| 14. | ММЦ | модулятор Маха-Цендера |
| 15. | МНО | многомодовый направленный ответвитель |
| 16. | МФФ | микроволновый фотонный фильтр |
| 17. | ОВ | оптическое волокно |
| 18. | Опт. Об. | оптический объединитель пучка |
| 19. | Опт. У | оптический усилитель |
| 20. | Осц. | осциллограф |
| 21. | ОФ | оптический фильтр |
| 22. | ОЭО | оптоэлектронный осциллятор |
| 23. | ПА | перестраиваемый аттенюатор |
| 24. | ПК | поляризационный комбайнер |
| 25. | ПЛЗ | перестраиваемая линия задержки |
| 26. | ПФ | полосовой фильтр |
| 27. | ПЧ | преобразователь частоты |
| 28. | РФ | режекторный фильтр |
| 29. | СВЧ | сверхвысокочастотный |
| 30. | СОЭО | сопряженный оптоэлектронный осциллятор |
| 31. | СЧ | синтезатор частоты |
| 32. | ФАПЧ | фазовая автоподстройка частоты (англ. PLL – phase-locked loop) |
| 33. | ФВ | фазовращатель |
| 34. | ФД | фотодетектор |
| 35. | ФИС | фотонная интегральная схема |
| 36. | ФМ | фазовый модулятор |
| 37. | ФП-ВБР | волоконная брэгговская решётка с резонатором Фабри-Перо |

- 38. ФС-ВБР волоконная брэгговская решётка с фазовым сдвигом
- 39. Ц циркулятор
- 40. ЦАП цифро-аналоговый преобразователь
- 41. Ч-ВБР чирпированная волоконная брэгговская решётка
- 42. ЧВ-ОЭО оптоэлектронный осциллятор с симметрией по чётности и времени (англ. parity-time-symmetric optoelectronic oscillator)
- 43. Эл. У электронный усилитель
- 44. ЭОМ электрооптический модулятор
- 45. DFB распределённая обратная связь (англ. distributed feedback)
- 46. EME метод разложения собственных мод (англ. eigenmode expansion)
- 47. FDE конечная разность собственных мод (англ. finite difference eigenmode)
- 48. FDTD метод конечных разностей во временной области (англ. finite difference time domain)
- 49. FSR область дисперсии (англ. free spectral range)
- 50. SMSR коэффициент подавления побочных мод (англ. side-mode suppression ratio)
- 51. TE поперечная электрическая мода (англ. transverse electric)
- 52. TM поперечная магнитная мода (англ. transverse magnetic)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zhang X. et al. Reconfigurable multi-band microwave photonic radar transmitter with a wide operating frequency range // Opt. Express. 2019. Vol. 27, No. 24. P. 34519.
2. Zou F. et al. Optoelectronic oscillator for 5G wireless networks and beyond // J. Phys. D: Appl. Phys. 2021. Vol. 54, No. 42. P. 423002.
3. Huang L. et al. Microwave photonic RF front-end for co-frequency co-time full duplex 5G communication with integrated RF signal self-interference cancellation, optoelectronic oscillator and frequency down-conversion // Opt. Express. 2019. Vol. 27, No. 22. P. 32147.
4. Liu Q., Peng J., Yan J. Optoelectronic Oscillators: Progress from Classical Designs to Integrated Systems // Photonics. 2025. Vol. 12, No. 2. P. 120.
5. Hao T. et al. Recent advances in optoelectronic oscillators // Adv. Photon. 2020. Vol. 2, No. 04. P. 1.
6. 24-24.5GHz Tx Multifunction. United Monolithic Semiconductors, 2012.
7. 18.10 GHz to 26.60 GHz Quadband VCO. Analog Devices, 2020.
8. Yao X. S., Maleki L. Optoelectronic microwave oscillator // J. Opt. Soc. Am. B. 1996. Vol. 13, No. 8. P. 1725.
9. Hao T. et al. Perspectives on optoelectronic oscillators // APL Photonics. 2023. Vol. 8, No. 2. P. 020901.
10. Устинов А. Б. и др. Принципы построения оптоэлектронных СВЧ генераторов // PhotonicsRussia. 2021. Т. 15, № 3. С. 228–237.
11. Yao J., Capmany J. Microwave photonics // Sci. China Inf. Sci. 2022. Vol. 65, No. 12. P. 221401.
12. Do P. T. et al. Wideband tunable microwave signal generation in a silicon-micro-ring-based optoelectronic oscillator // Sci Rep. 2020. Vol. 10, No. 1. P. 6982.
13. Eliyahu D., Maleki L. Low phase noise and spurious level in multi-loop optoelectronic oscillators // IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003. Tampa, Fl, USA: IEEE, 2003. P. 405–410.

14. Leeson D. B. A simple model of feedback oscillator noise spectrum // Proc. IEEE. 1966. Vol. 54, No. 2. P. 329–330.
15. Hasanuzzaman G. K. M. et al. Self-Oscillating Optical Frequency Comb: Application to Low Phase Noise Millimeter Wave Generation and Radio-Over-Fiber Link // J. Lightwave Technol. 2018. Vol. 36, No. 19. P. 4535–4542.
16. Yang J. et al. An Optical Domain Combined Dual-Loop Optoelectronic Oscillator // IEEE Photon. Technol. Lett. 2007. Vol. 19, No. 11. P. 807–809.
17. Hasanuzzaman G. K. M., Iezekiel S., Kanno A. 94.5 GHz Dual-loop Optoelectronic Oscillator // 2023 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE). Chittagong, Bangladesh: IEEE, 2023. P. 1–4.
18. Jia S. et al. A Novel Optoelectronic Oscillator Based on Wavelength Multiplexing // IEEE Photon. Technol. Lett. 2015. Vol. 27, No. 2. P. 213–216.
19. Li X. et al. Simulation investigation of coupled optoelectronic oscillator with high supermode suppression ratio // Seventh Asia Pacific Conference on Optics Manufacture and 2021 International Forum of Young Scientists on Advanced Optical Manufacturing (APCOM and YSAOM 2021) / под ред. Tan J. et al. Hong Kong, Hong Kong: SPIE, 2022. P. 391.
20. Zeng H., Yan J. GHz repetition rate tunable optical pulses generation using a SBS-based coupled optoelectronic oscillator // Optics Communications. 2024. Vol. 555. P. 130234.
21. Liu Y. et al. Observation of parity-time symmetry in microwave photonics // Light Sci Appl. 2018. Vol. 7, No. 1. P. 38.
22. Zhang J., Yao J. Parity-time–symmetric optoelectronic oscillator // Sci. Adv. 2018. Vol. 4, No. 6. P. eaar6782.
23. Zhang F. et al. A Symmetric Parity–Time Coupled Optoelectronic Oscillator Using a Polarization–Dependent Spatial Structure // Photonics. 2023. Vol. 10, No. 11. P. 1236.
24. Fu J. et al. Wavelength-Space Parity-Time Symmetric Optoelectronic Oscillator Using a Chirped Fiber Bragg Grating // IEEE Photon. Technol. Lett. 2024. Vol. 36, No. 3. P. 187–190.

25. Liu Q., Fok M. P. Adaptive photonic RF spectral shaper // Opt. Express. 2020. Vol. 28, No. 17. P. 24789.
26. Liu Y. et al. Integrated microwave photonic filters // Adv. Opt. Photon. 2020. Vol. 12, No. 2. P. 485.
27. Устинов А. Б. и др. Принципы построения оптоэлектронных СВЧ-генераторов. Часть II // PhotonicsRussia. 2021. Т. 15, № 4. С. 334–346.
28. Eliyahu D., Maleki L. Tunable, ultra-low phase noise YIG based optoelectronic oscillator // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003. Philadelphia, PA, USA: IEEE, 2003. Vol. 3. P. 2185–2187.
29. Qi H., Lu D., Zhao L. A Frequency-Tunable Coupled Optoelectronic Oscillator // Asia Communications and Photonics Conference 2021. Shanghai: Optica Publishing Group, 2021. P. T4A.240.
30. Peng H. et al. Widely Tunable Dual Loop Optoelectronic Oscillator based on a Single-Bandpass Microwave Photonic Filter and a Recirculating Delay Line // Asia Communications and Photonics Conference 2014. Shanghai: OSA, 2014. P. AF3A.5.
31. Huang L. et al. Stable and Compact Dual-Loop Optoelectronic Oscillator Using Self-Polarization-Stabilization Technique and Multicore Fiber // J. Lightwave Technol. 2018. Vol. 36, No. 22. P. 5196–5202.
32. Anle Wang A. W. et al. Radio-frequency arbitrary waveform generation based on dispersion compensated tunable optoelectronic oscillator with ultra-wide tunability // Chin. Opt. Lett. 2017. Vol. 15, No. 10. P. 100603.
33. Li C. et al. Widely Tunable Optoelectronic Oscillator Using a Dispersion-Induced Single Bandpass MPF // IEEE Photon. Technol. Lett. 2018. Vol. 30, No. 1. P. 7–10.
34. Li W., Yao J. A Wideband Frequency Tunable Optoelectronic Oscillator Incorporating a Tunable Microwave Photonic Filter Based on Phase-Modulation to Intensity-Modulation Conversion Using a Phase-Shifted Fiber Bragg Grating // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 2012. Vol. 60, No. 6. P. 1735–1742.

35. Yang B. et al. A Wideband Frequency-Tunable Optoelectronic Oscillator Based on a Narrowband Phase-Shifted FBG and Wavelength Tuning of Laser // IEEE Photon. Technol. Lett. 2012. Vol. 24, No. 1. P. 73–75.
36. Dai Z. et al. Frequency-Tunable Parity-Time-Symmetric Optoelectronic Oscillator Using a Polarization-Dependent Sagnac Loop // J. Lightwave Technol. 2020. Vol. 38, No. 19. P. 5327–5332.
37. Shi M., Yi L., Hu W. SBS-based OEO with high tuning resolution and wide tuning range by selecting different-order phase modulation sideband as pump // Optical Fiber Communication Conference. San Diego, California: OSA, 2018. P. M1H.4.
38. Huanfa Peng et al. Tunable DC-60 GHz RF Generation Utilizing a Dual-Loop Optoelectronic Oscillator Based on Stimulated Brillouin Scattering // J. Lightwave Technol. 2015. Vol. 33, No. 13. P. 2707–2715.
39. Wu Z., Zhang J., Wang Y. A Frequency Stable and Tunable Optoelectronic Oscillator Using an Optical Phase Shifter and a Phase-shifted Fiber Bragg Grating // Current Optics and Photonics. Optica Publishing Group, 2022. Vol. 6, No. 6. P. 634–641.
40. Qiu J. et al. Finely Tunable Coupled Optoelectronic Oscillator Based on Injection Locking and Phase Locked Loop // J. Lightwave Technol. 2023. Vol. 41, No. 18. P. 5863–5869.
41. Ding Q. et al. A Precisely Frequency-Tunable Parity-Time-Symmetric Optoelectronic Oscillator // J. Lightwave Technol. 2020. Vol. 38, No. 23. P. 6569–6577.
42. Voronkov G. S. et al. Enhancing the Performance of the Photonic Integrated Sensing System by Applying Frequency Interrogation // Nanomaterials. 2023. Vol. 13, No. 1. P. 193.
43. Zhao X. et al. Enhanced sensitivity of magnetic field sensing using L-shaped dual Terfenol-D-FBGs based on the Vernier effect and a dual-loop optoelectronic oscillator // Opt. Express. 2024. Vol. 32, No. 17. P. 29988.
44. Feng D. et al. Faraday Rotation Angle Measurement Based on Coupled Optoelectronic Oscillator with Temperature Compensation // J. Lightwave Technol. 2024. Vol. 42, No. 23. P. 8137–8143.

45. Xue Z. et al. Photonics-assisted joint radar and communication system based on an optoelectronic oscillator // *Opt. Express*. 2021. Vol. 29, No. 14. P. 22442.
46. Xue Z. et al. OFDM Radar and Communication Joint System Using Optoelectronic Oscillator With Phase Noise Degradation Analysis and Mitigation // *J. Lightwave Technol.* 2022. Vol. 40, No. 13. P. 4101–4109.
47. Zhang W., Liu Y., Wang B. Low-Phase-Noise Ultra-Wide Arbitrary Waveforms Generation Using a Wideband Injection-Locked Optoelectronic Oscillator // *J. Lightwave Technol.* 2024. Vol. 42, No. 21. P. 7693–7702.
48. Li P. et al. Optical pulse repetition rate division using an optoelectronic oscillator // *Chin. Opt. Lett.* 2024. Vol. 22, No. 4. P. 043902.
49. Ma Y. et al. Continuous ultra-wideband signal regeneration in random optoelectronic oscillators through injection locking // *Opt. Express*. 2024. Vol. 32, No. 6. P. 9847.
50. Xu Z. et al. High-resolution radar ranging based on the ultra-wideband chaotic optoelectronic oscillator // *Opt. Express*. 2023. Vol. 31, No. 14. P. 22594.
51. Li M. et al. Tutorial on optoelectronic oscillators // *APL Photonics*. 2021. Vol. 6, No. 6. P. 061101.
52. Dai H., Chembo Y. K. RF Fingerprinting Based on Reservoir Computing Using Narrowband Optoelectronic Oscillators // *J. Lightwave Technol.* 2022. Vol. 40, No. 21. P. 7060–7071.
53. Klimko B. H., Dai H., Chembo Y. K. Resource-constrained narrowband optoelectronic oscillator-based reservoir computing for classification of modulated signals // *Opt. Lett.* 2024. Vol. 49, No. 13. P. 3608.
54. Liu M. et al. Improving the Quality of Arbitrary Periodic Waveform via Injection-Locking of an Optoelectronic Oscillator // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* 2024. Vol. 72, No. 11. P. 6678–6685.
55. Ilgaz M. A., Batagelj B. Opto-Electronic Oscillators for Micro- and Millimeter Wave Signal Generation // *Electronics*. 2021. Vol. 10, No. 7. P. 857.

56. Zhang W., Yao J. A silicon photonic integrated frequency-tunable optoelectronic oscillator // 2017 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP). Beijing, China: IEEE, 2017. P. 1–4.
57. Pan B. et al. A Widely Tunable Optoelectronic Oscillator Based on Directly Modulated Dual-Mode Laser // IEEE Photonics J. 2015. Vol. 7, No. 6. P. 1–7.
58. Liu P. et al. Parity-time symmetric tunable OEO based on dual-wavelength and cascaded PS-FBGs in a single-loop // Opt. Express. 2021. Vol. 29, No. 22. P. 35377.
59. Ahmadfard F., Hosseini S. E. Design and simulation of a tunable parity-time symmetric optoelectronic oscillator utilizing integrated components // Sci Rep. 2024. Vol. 14, No. 1. P. 16014.
60. Tian Y. et al. Integrated ultra-wideband tunable Fourier domain mode-locked optoelectronic oscillator. In Review, 2024.
61. Amanti F. et al. Integrated Photonic Passive Building Blocks on Silicon-on-Insulator Platform // Photonics. 2024. Vol. 11, No. 6. P. 494.
62. Fibre Optic Communication: Key Devices / под ред. Venghaus H., Grote N. Cham: Springer International Publishing, 2017. Vol. 161.
63. Gu T. et al. Hybrid Integrated Photonic Platforms: feature issue introduction // Opt. Mater. Express. 2021. Vol. 11, No. 12. P. 4095.
64. Wang L. et al. On-chip tunable parity-time symmetric optoelectronic oscillator // Adv. Photon. Nexus. 2023. Vol. 2, No. 01.
65. Zhang G. et al. Hybrid-integrated wideband tunable optoelectronic oscillator // Opt. Express. 2023. Vol. 31, No. 10. P. 16929.
66. Chen G. et al. An Optoelectronic Oscillator based on Self-Injection-Locked Monolithic Integrated Dual-mode Amplified Feedback Laser // Asia Communications and Photonics Conference. Guangzhou, Guangdong: OSA, 2017. P. Su2A.10.
67. Han J.-Y. et al. Wideband frequency-tunable optoelectronic oscillator with a directly modulated AlGaInAs/InP integrated twin-square microlaser // Opt. Express. 2018. Vol. 26, No. 24. P. 31784.
68. Tang J. et al. Integrated optoelectronic oscillator // Opt. Express. 2018. Vol. 26, No. 9. P. 12257.

69. Zhang X. et al. Simple frequency-tunable optoelectronic oscillator using integrated multi-section distributed feedback semiconductor laser // *Opt. Express*. 2019. Vol. 27, No. 5. P. 7036.
70. Fan Z. et al. Hybrid Frequency-Tunable Parity-Time Symmetric Optoelectronic Oscillator // *J. Lightwave Technol.* 2020. Vol. 38, No. 8. P. 2127–2133.
71. Dziallas G. et al. A -115 dBc/Hz Integrated Optoelectronic Oscillator in a BiCMOS Silicon Photonic Technology // 2021 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). Atlanta, GA, USA: IEEE, 2021. P. 23–26.
72. Liu P. et al. Parity-time symmetric frequency-tunable optoelectronic oscillator based on a Si₃N₄ microdisk resonator // *Appl. Opt.* 2021. Vol. 60, No. 7. P. 1930.
73. Zou F. et al. Parity-Time Symmetric Optoelectronic Oscillator Based on an Integrated Mode-Locked Laser // *IEEE J. Quantum Electron.* 2021. Vol. 57, No. 2. P. 1–9.
74. Wang L. et al. Generation of Reconfigurable Linearly Chirped Microwave Waveforms Based On Fourier domain Mode-Locked Optoelectronic Oscillator // *J. Lightwave Technol.* 2022. Vol. 40, No. 1. P. 85–92.
75. Gou W. et al. Generation of Phase-Coded LFM Signals Based on Fourier Domain Mode-Locked Optoelectronic Oscillator // *J. Lightwave Technol.* 2023. Vol. 41, No. 19. P. 6142–6148.
76. Ma R. et al. Ka-band thin film lithium niobate photonic integrated optoelectronic oscillator // *Photon. Res.* 2024. Vol. 12, No. 6. P. 1283.
77. Han Z. et al. Integrated Ultra-Wideband Tunable Fourier Domain Mode-Locked Optoelectronic Oscillator // *Laser & Photonics Reviews*. 2025. Vol. 19, No. 11. P. 2402094.
78. Smirnov A. S. et al. Optoelectronic microwave oscillator based on integrated Si-ITO plasmonic modulator // *Sci Rep.* 2026. Vol. 16, No. 1. P. 18960.
79. Chew S. X. et al. Optoelectronic Oscillator Based Sensor Using an On-Chip Sensing Probe // *IEEE Photonics J.* 2017. Vol. 9, No. 2. P. 1–9.

80. Иванов В. В. и др. Перестройка частоты интегрального оптоэлектронного осциллятора на основе управляемой оптической линии задержки в петле обратной связи // Радиотехника. 2024. Т. 88, № 12. С. 158–169.

81. Zou X. et al. Optoelectronic Oscillators (OEOs) to Sensing, Measurement, and Detection // IEEE J. Quantum Electron. 2016. Vol. 52, No. 1. P. 1–16.

82. Степанов И. В., Султанов А. Х. Моделирование оптоэлектронного осциллятора с участком оптического волокна в качестве линии задержки в его петле обратной связи // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2026. Т. 14, № 8(59). С. 1–8.

83. Ivanov V. et al. An Approach to Reduce Tuning Sensitivity in the PIC-Based Optoelectronic Oscillator by Controlling the Phase Shift in Its Feedback Loop // Micromachines. 2024. Vol. 16, No. 1. P. 32.

84. Ivanov V. V. et al. Optoelectronic oscillator frequency tuning based on loop-back control // Optical Technologies for Telecommunications 2023 / под ред. Morozov O. G., Sultanov A. C., Bourdine A. V. Kazan, Russian Federation: SPIE, 2024. P. 32.

85. Степанов И. В. Численное моделирование интегральных оптических линий задержки в программной среде Ansys Lumerical // Молодежный Вестник УГАТУ. 2025. Т. 32, № 1. С. 104–112.

86. Choi E. et al. All-fiber variable optical delay line for applications in optical coherence tomography: feasibility study for a novel delay line // Opt. Express. 2005. Vol. 13, No. 4. P. 1334.

87. Skorobogatiy M. Linear rotary optical delay lines // Opt. Express. 2014. Vol. 22, No. 10. P. 11812.

88. Xie J. et al. Seven-bit reconfigurable optical true time delay line based on silicon integration // Optics Express. Optical Society of America, 2014. Vol. 22, No. 19. P. 22707–22715.

89. Wang X. et al. Continuously tunable ultra-thin silicon waveguide optical delay line // Optica. Optical Society of America, 2017. Vol. 4, No. 5. P. 507–515.

90. Zhu C. et al. Silicon integrated microwave photonic beamformer // Optica. Optical Society of America, 2020. Vol. 7, No. 9. P. 1162–1170.

91. Meijerink A. et al. Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas - Part I: Design and performance analysis // *Journal of Lightwave Technology*. 2010. Vol. 28, No. 1. P. 3–18.
92. Liu Y. et al. Ultra-Low-Loss Silicon Nitride Optical Beamforming Network for Wideband Wireless Applications // *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018. Vol. 24, No. 4.
93. Tsokos C. et al. True Time Delay Optical Beamforming Network Based on Hybrid Inp-Silicon Nitride Integration // *Journal of Lightwave Technology*. 2021. Vol. 39, No. 18. P. 5845.
94. Burla M. et al. Integrated waveguide Bragg gratings for microwave photonics signal processing // *Optics Express*. Optical Society of America, 2013. Vol. 21, No. 21. P. 25120–25147.
95. Wang J. et al. Subwavelength grating enabled on-chip ultra-compact optical true time delay line // *Scientific Reports*. Nature Publishing Group, 2016. Vol. 6, No. 1. P. 1–10.
96. Wang Y. et al. On-chip optical true time delay lines based on subwavelength grating waveguides // *Optics Letters*. Optical Society of America, 2021. Vol. 46, No. 6. P. 1405.
97. Zhang W., Yao J. A fully reconfigurable waveguide Bragg grating for programmable photonic signal processing // *Nature Communications*. 2018. Vol. 9, No. 1. P. 1396.
98. Wang X. et al. Integrated Optical Delay Line Based on a Loopback Arrayed Waveguide Grating for Radio-frequency Filtering // *IEEE Photonics Journal*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. Vol. 12, No. 3.
99. Sancho J. et al. Integrable microwave filter based on a photonic crystal delay line // *Nature Communications*. Nature Publishing Group, 2012. Vol. 3, No. 1. P. 1–9.
100. Lin C. Y. et al. Silicon nanomembrane based photonic crystal waveguide array for wavelength-tunable true-time-delay lines // *Applied Physics Letters*. American Institute of PhysicsAIP, 2012. Vol. 101, No. 5. P. 051101.

101. Melati D. et al. Wideband Integrated Optical Delay Line Based on a Continuously Tunable Mach–Zehnder Interferometer // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2018. Vol. 24, No. 1. P. 1–8.
102. Schwelb O. Transmission, Group Delay, and Dispersion in Single-Ring Optical Resonators and Add/Drop Filters—A Tutorial Overview // J. Lightwave Technol. 2004. Vol. 22, No. 5. P. 1380–1394.
103. Su Y., Zhang Y. Passive silicon photonics devices. 1st изд. Melville: AIP Publishing, 2022.
104. Ivanov V. V. et al. PIC-Based Continuous Frequency Tuning of the Optoelectronic Oscillator // 2024 IEEE 3rd International Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE). Novosibirsk, Russian Federation: IEEE, 2024. P. 570–573.
105. Bogaerts W. et al. Silicon microring resonators // Laser & Photonics Reviews. 2012. Vol. 6, No. 1. P. 47–73.
106. Megret P. et al. Ring resonator-based Tunable Optical Delay Line in LPCVD Waveguide Technology. 2005. P. 79–82.
107. Chrostowski L., Hochberg M. E. Silicon photonics design. Cambridge: Cambridge university press, 2015.
108. Shekhar S. et al. Roadmapping the next generation of silicon photonics // Nat Commun. 2024. Vol. 15, No. 1. P. 751.
109. Chrostowski L., Hochberg M. Silicon Photonics Design: From Devices to Systems. 1-е изд. Cambridge University Press, 2015.
110. Soldano L. B., Pennings E. C. M. Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications // J. Lightwave Technol. 1995. Vol. 13, No. 4. P. 615–627.
111. Franta D. et al. Temperature-dependent dispersion model of float zone crystalline silicon // Applied Surface Science. 2017. Vol. 421. P. 405–419.
112. Arosa Y., De La Fuente R. Refractive index spectroscopy and material dispersion in fused silica glass // Opt. Lett. 2020. Vol. 45, No. 15. P. 4268.

113. Bogaerts W. et al. Silicon microring resonators // *Laser & Photonics Reviews*. 2012. Vol. 6, No. 1. P. 47–73.

114. Temperature dependent refractive index models [Электронный ресурс] // *Ansys Optics*. 2024. URL: <https://optics.ansys.com/hc/en-us/articles/360034901773-Temperature-dependent-refractive-index-models> (дата обращения: 11.03.2026).

115. Frey B. J., Leviton D. B., Madison T. J. Temperature-dependent refractive index of silicon and germanium / под ред. Atad-Ettinger E., Antebi J., Lemke D. Orlando, Florida, USA, 2006. P. 62732J.

116. Nedeljkovic M., Soref R., Mashanovich G. Z. Free-Carrier Electrorefraction and Electroabsorption Modulation Predictions for Silicon Over the 1-14- μm Infrared Wavelength Range // *IEEE Photonics J.* 2011. Vol. 3, No. 6. P. 1171–1180.

117. Воронков Г. С. и др. Моделирование элементов интегрального оптоэлектронного осциллятора с плавной перестройкой частоты на основе управления фазой в его петле обратной связи // *Компьютерное проектирование в электронике*, Минск, 28 ноября 2024 года. Минск: БГУИР, 2024. С. 136–139.

118. Иванов В. В., Степанов И. В., Воронков Г. С. Применение интегральной оптической линии задержки в петле обратной связи оптоэлектронного осциллятора в качестве чувствительного элемента сенсорной системы // VII научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2024 : Материалы XXII Международной научно-технической конференции, Самара, 06–08 ноября 2024 года. Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2024. С. 176–177.

119. Liu S. et al. Thermo-optic phase shifters based on silicon-on-insulator platform: state-of-the-art and a review // *Front. Optoelectron.* 2022. Vol. 15, No. 1. P. 9.

120. Sinatkas G. et al. Electro-optic modulation in integrated photonics // *Journal of Applied Physics*. 2021. Vol. 130, No. 1. P. 010901.

121. DAC161S055 Precision 16-Bit, Buffered Voltage-Output DAC. Texas Instruments, 2012.

122. Liu P. et al. Implementation of a Highly-Sensitive and Wide-Range Frequency Measurement Using a Si₃N₄ MDR-Based Optoelectronic Oscillator // IEEE Photonics J. 2019. Vol. 11, No. 6. P. 1–8.

123. Salzenstein P. Optoelectronic Oscillators Phase Noise and Stability Measurements // Optoelectronics - Advanced Materials and Devices / под ред. Pyshkin S. InTech, 2013.

124. Belous A. Space Microelectronics Vol 1. Norwood: Artech House, 2017. 1 P.

125. Murrieta-Rico F. N. et al. Frequency Shifts Estimation for Sensors Based on Optoelectronic Oscillators // IEEE Sensors J. 2021. Vol. 21, No. 10. P. 11283–11290.

126. Иванов В. В. и др. Частотный интеррогатор на основе фотонной интегральной схемы для оптических датчиков акустической эмиссии // Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. Т. 27, № 6. С. 73–81.

127. Степанов И. В. и др. Схема понижения частоты сенсорной системы на основе интегрального оптоэлектронного осциллятора // Инфокоммуникационные технологии. 2025. Т. 23, № 1(89). С. 21–28.

128. Степанов И. В. и др. Схема подстройки частоты оптоэлектронного осциллятора // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях : материалы XXVII и XXIII Международных научно-технических конференций, Уфа, 05–07 ноября 2025 года. Уфа: Уфимский университет науки и технологий, 2025. С. 447–448.

129. Nguyen T., Pham C.-K. An Overview of Phase-Locked Loop: From Fundamentals to the Frontier // Sensors. 2025. Vol. 25, No. 18. P. 5623.

130. HMC-534-CS, ГУН от 10 до 12 ГГц – купить оптом и в розницу [Электронный ресурс] // Магазин электроники, радиодеталей, электронных компонентов и измерительных приборов ЧИП и ДИП. URL: <https://www.chipdip.ru/product/hmc-534-cs-gun-ot-10-do-12-ggts-kulsistems-8060304524> (дата обращения: 15.07.2026).

131. Часы реального времени, таймеры ADF4106BRUZ-R7 – купить оптом и в розницу [Электронный ресурс] // Магазин электроники, радиодеталей, электронных компонентов и измерительных приборов ЧИП и ДИП. URL:

<https://www.chipdip.ru/product/adf4106bruz-r7-analog-devices-8002074920> (дата обращения: 15.07.2026).

132. ADF5356BCPZ, Тактовый синтезатор/устройство подавления колебаний 13.6GHz PLLVCO (upgrade of ADF5355) Analog Devices, Inc. купить оптом и в розницу [Электронный ресурс] // Группа компаний Промэлектроника – один из крупнейших российских поставщиков электронных компонентов. URL: <https://www.promelec.ru/product/10697591/> (дата обращения: 15.07.2026).

133. Микросхема ADF5356BCPZ Analog Devices микросхема – купить оптом и в розницу [Электронный ресурс] // Магазин электроники, радиодеталей, электронных компонентов и измерительных приборов ЧИП и ДИП. URL: <https://www.chipdip.ru/product/mikroshema-adf5356bcpz-analog-devices-analog-devices-8060683972> (дата обращения: 15.07.2026).

134. iFSY-320-МО [Электронный ресурс] // ООО «Кулсистемс» - ГУН и синтезаторы частоты: купить от производителя с доставкой. URL: <https://cool-syst.ru/electronics/experimental-vco/iFSY-320-МО> (дата обращения: 15.07.2026).

Приложение А. Акты о внедрении научных результатов

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по развитию образования
ФГБОУ ВО «Уфимский университет
науки и технологий»

Ю.В. Рахманова

« 25 » 06 2026 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

в учебный процесс университета результатов кандидатской диссертации
Степанова Ивана Васильевича на тему «Снижение шага перестройки частоты
оптоэлектронного автогенератора с элементами интегральной фотоники»

Мы, нижеподписавшиеся, директор института электротехнического
инжиниринга, к.т.н. Уразбахтина Ю.О., заведующий кафедрой
Телекоммуникационных систем, к.т.н. Воронков Г.С., составили настоящий
акт о том, что полученные старшим преподавателем кафедры
Телекоммуникационных систем Степановым И.В. основные результаты
кандидатской диссертации:

- математическая модель процесса перестройки частоты на выходе
оптоэлектронного осциллятора, учитывающая применение элементов
интегральной фотоники в оптической части петли обратной связи
оптоэлектронного осциллятора;

- методика структурной оптимизации конструкции оптической части
петли обратной связи оптоэлектронного осциллятора, учитывающая
различные физические эффекты для изменения фазы оптического сигнала в
интегральном оптическом волноводе

внедрены и применяются в учебном процессе при проведении практических и
лабораторных занятий по дисциплине «Конструирование устройств
электроники, сверхвысоких частот и радиофотоники» направления 11.03.02
«Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Результаты диссертационного исследования активно используются при
выполнении курсовых и выпускных квалификационных работ, связанных с
решением актуальных задач в области интегральной фотоники и
радиофотоники.

Директор института
Электротехнического инжиниринга
к.т.н.



Ю. О. Уразбахтина

Заведующий кафедрой
телекоммуникационных систем
к.т.н.

Г.С. Воронков

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель Генерального директора
по научно-технологическому
развитию АО «БПО «Прогресс»

Р.А. Нажипов

« 2026 г.

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертации
Степанова Ивана Васильевича на тему «Снижение шага перестройки частоты
оптоэлектронного автогенератора с элементами интегральной фотоники»

Мы, нижеподписавшиеся, главный конструктор АО «БПО «Прогресс»
Хомский А.Н. и заместитель главного конструктора АО «БПО «Прогресс»
Анисимов Ю.Н., составили настоящий акт о том, что результаты кандидатской
диссертации Степанова И.В.:

- математическая модель процесса перестройки частоты на выходе
оптоэлектронного осциллятора, учитывающая применение элементов
интегральной фотоники в оптической части петли обратной связи
оптоэлектронного осциллятора;

- метод перестройки частоты на выходе оптоэлектронного осциллятора
с использованием управления фазовым набегом в оптической части петли
обратной связи оптоэлектронного осциллятора без срыва процесса генерации
при перестройке частоты;

- методика структурной оптимизации конструкции оптоэлектронного
осциллятора, учитывающая различные физические эффекты для изменения
фазы оптического сигнала в интегральном оптическом волноводе

применяются в инициативных опытных разработках АО «БПО «Прогресс».

По оценкам специалистов компании, применение результатов
диссертации позволяет строить сеть тактовой синхронизации на новых
системных принципах.

Главный конструктор

Заместитель главного конструктора

А.Н. Хомский

Ю.Н. Анисимов

Приложение Б. Формула полезной модели к патенту Российской Федерации

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) RU (11)

235 445⁽¹³⁾ U1

(51) МПК
H03B 17/00 (2006.01)
H04B 10/50 (2013.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ФОРМУЛА ПОЛЕЗНОЙ МОДЕЛИ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(52) СПК
H03B 17/00 (2025.01); H04B 10/503 (2025.01)

(21)(22) Заявка: 2025104923, 04.03.2025

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
04.03.2025

Дата регистрации:
02.07.2025

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 04.03.2025

(45) Опубликовано: 02.07.2025 Бюл. № 19

Адрес для переписки:
450008, Респ.Башкортостан, г. Уфа, ул.
К.Маркса, 12, УУНиТ, центр трансфера
технологий, Ефремова Вера Павловна

(72) Автор(ы):

Степанов Иван Васильевич (RU),
Иванов Владислав Викторович (RU),
Воронков Григорий Сергеевич (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего
образования "Уфимский университет науки
и технологий" (RU)

(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: RU 2436141 C1, 10.12.2011. RU
2155448 C1, 27.08.2000. RU 119188 U1, 10.08.2012.
CN 109586798 A, 05.04.2019. EP 3365993 A1,
29.08.2018. US 2004264977 A1, 30.12.2004.

(54) ОПТОЭЛЕКТРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ НА
ОСНОВЕ ФОТОННОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ С ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИЕЙ ЗАДЕРЖКИ

(57) Формула полезной модели

Оптоэлектронный генератор сверхвысокочастотных колебаний, состоящий из фотонной интегральной схемы, соединенной с источником лазерного излучения и радиотехническим блоком, включающим в себя последовательно соединённые усилительный каскад и делитель мощности, фотонная интегральная схема включает в себя последовательно соединённые оптические фазовый модулятор, режекторный фильтр, линию задержки и фотодетектор, выход которого соединён с усилительным каскадом, управляющий вход оптического фазового модулятора подключен к одному из выходов делителя мощности, другой выход которого выполнен с возможностью подключения к внешним устройствам, для которых требуются колебания сверхвысокой частоты, причём режекторный фильтр выполнен с возможностью подключения его управляющего входа к управляющему устройству.

Приложение В. Государственная регистрация программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**RU2023661528**

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства):
2023661528
Дата регистрации: **01.06.2023**
Номер и дата поступления заявки:
2023660668 24.05.2023
Дата публикации и номер бюллетеня:
01.06.2023 Бюл. № 6
Контактные реквизиты:
нет

Автор(ы):
Степанов Иван Васильевич (RU)
Правообладатель(и):
Степанов Иван Васильевич (RU)

Название программы для ЭВМ:

«Программа для создания дизайна небалансного интерферометра Маха-Цендера с малой длиной дуг в среде KLayout»

Реферат:

Программа предназначена для создания дизайна небалансного интерферометра Маха-Цендера в среде KLayout. Программа поддерживает загрузку произвольного дизайна делителя мощности с указанием его основных параметров – длины и расстояния между выходными волноводами. Для работы программы указываются длина прямой вставки, определяющей разность длин плеч интерферометра, координаты центра интерферометра, угол дуги окружности для соединения двух оптических делителей мощности и ширины волновода и буферного слоя. Тип ЭВМ: IBM PC-совмест. ПК. ОС: Windows 10 и выше.

Язык программирования: Python 3

Объем программы для ЭВМ: 22,7 КБ