

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет “ЛЭТИ”
им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ)

Направление 210100.62 — Электроника и микроэлектроника
Кафедра микро- и наноэлектроники

К защите допустить:

Декан ФЭЛ

Соломонов А. В.

**ВЫПУСКНАЯ
КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
МАГИСТРА**

**Тема: Многоволновый метод обработки сигналов
интерферометрических волоконно-оптических
датчиков**

Студент _____

Власов Р. А.

Руководитель _____

Ветров А. А.

Зав. кафедрой _____

Лучинин В. В.

Санкт-Петербург

2014 г.

1

2

1

Оглавление

Список сокращений	6
Введение	7
1 Обзор оптических методов измерения перемещений	9
1.1 Триангуляционный метод	9
1.2 Импульсный метод	12
1.3 Метод частотной модуляции	13
1.4 Амплитудный метод	16
1.5 Интерференционный метод	21
2 Описание модели многоволнового метода измерения расстояния	30
2.1 Математическая модель	30
2.2 Описание алгоритма	34
2.2.1 Нормирование сигнала	35
2.2.2 Решение	36
2.2.3 Определение количества решений	38
2.2.4 Отбор решений	46
2.3 Ограничения применимости алгоритма	49
2.3.1 Ошибки нормирования при недостаточной амплитуде сигнала	49
2.3.2 Ошибки нормирования из-за дрейфа параметров системы	51
2.3.3 Диапазон перемещений и положение чувствительного элемента	52
2.4 Требования к аппаратной части для реализации метода	54
2.4.1 Синхронность записи сигнала	54
2.4.2 Идентичность трактов обработки	55

2.4.3	Частотные требования	56
3	Приборная реализация устройства	58
3.1	Структурная схема	58
3.2	Описание работы основных узлов	59
3.3	Описание используемых компонентов	60
3.3.1	Микропроцессор	61
3.3.2	ПЛИС	62
3.3.3	АЦП	62
3.3.4	Оптическая система	63
4	Экспериментальная часть	64
4.1	Описание методики измерений	64
4.2	Проведение эксперимента	65
4.2.1	Обработка сигнала	65
4.2.2	Исследование устойчивости	75
4.3	Выводы	79
Выводы		80
Список литературы		81

Список сокращений

ПП — первичный преобразователь

ХП — характеристика преобразования

ЧЭ — чувствительный элемент

ВОД — волоконно-оптический датчик

АМ — амплитудная модуляция

ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема

АЦП — аналого-цифровой преобразователь

МК — микроконтроллер

Введение

Оптические методы диагностики и измерения различных физических величин можно встретить повсеместно. Они основаны на использовании таких явлений, как рассеивание, отражение, поглощение света, интерференция и дифракция оптического излучения.

Широкий спектр физических явлений, которые может испытать свет, позволяет использовать оптическое излучение для большого круга задач. А такие особенности, как отсутствие механического воздействия на исследуемый образец, высокая скорость распространения излучения, высокая точность при использовании волновых явлений, зависящая от длины волны, а также, отсутствие влияния электромагнитных полей и многие другие выделяют оптические методы измерений среди прочих, как наиболее безопасные, точные и помехоустойчивые, позволяющие проводить измерения как в микро-, так и макромасштабе.

Современные технологии позволили заметно усилить преимущества оптических методов, что привело к их ещё большему распространению. Так, развитие волоконной оптики привело к прорыву в области передачи данных, кроме того, стало возможным реализовать классические оптические схемы в миниатюрном исполнении, что только поспособствовало ещё большему распространению оптических методов.

Одним из оптических явлений, которое легло в основу широкого класса измерительных приборов является интерференция света. Было предложено множество схем интерферометров, реализующих те или иные измерения, одним из них является интерферометр Фабри-Перо. Именно он был положен в основу создания волоконно-оптического датчика (ВОД), принцип действия которого заключается в измерении колебаний чувствительного элемента (ЧЭ) посредством интерференции между светом, отражённым от ЧЭ и света, отражённого от торца оптоволокна. При колебании ЧЭ изменяются размеры оптического резонатора, что влияет на фазу излучения, отражённого от ЧЭ и, как следствие, на результат

интерференции.

Волоконно-оптический датчик обладает следующими преимуществами:

- Невосприимчивость к электромагнитному полю;
- Высокая точность, предел которой соизмерим с длиной волны оптического излучения;
- Высокая чувствительность;
- Взрывобезопасность (неспособность волокна быть причиной искры);
- Высокая скрытность, обусловленная отсутствием внешних электромагнитных излучений;
- Малые массо-габаритные характеристики ЧЭ.

Однако, его эффективность сильно зависит от положения рабочей точки на характеристике преобразования (ХП) интерферометра, имеющей синусоидальный вид, а динамический диапазон ограничен сверху квазилинейным участком ХП. При амплитудах колебаний, выходящих за пределы квазилинейного участка характеристики преобразования, сигнал значительно искажается, вплоть до полной потери исходной информации.

Целью данной работы является исследование возможности увеличения динамического диапазона ВОД путём использования нескольких длин волн оптического излучения и разработка алгоритма для восстановления исходного сигнала из искажённого.

Глава 1

Обзор оптических методов измерения перемещений

Динамический диапазон интерференционного ВОД без дополнительной обработки для ряда задач может быть недостаточен. Для расширения спектра применения данной системы требуется найти решение проблемы нехватки динамического диапазона.

Так как в нашем случае интерферометр применяется для регистрации перемещения, то задачу можно свести к нахождению перемещения чувствительного элемента. В данной главе будет произведён обзор известных и наиболее распространённых методов бесконтактного измерения расстояния и перемещений и произведена оценка их применимости для работы с ВОД.

1.1. Триангуляционный метод

Триангуляционный метод является геометрическим методом измерения расстояния. Он заключается в измерении расстояния через соотношения треугольника с использованием известных параметров системы. Он позволяет измерять как относительное изменение расстояния от датчика до исследуемого объекта, так и абсолютную его величину. Причем измеряемое расстояние может иметь масштаб от нескольких микрометров до сотен и тысяч метров. [1] На рис. 1.1 представлена принципиальная схема триангуляционного измерителя.

Измерение основано на том, что перемещение объекта измерения приводит к пропорциональному смещению излучения, отражённого от поверхности объекта и попадающего на фотоприёмник.

В общем случае, может использоваться любой источник сфокусированного света. Однако, использование лазеров является более предпочтительным, так как, например, твердотельные лазеры при малых габаритах позволяют получить интен-

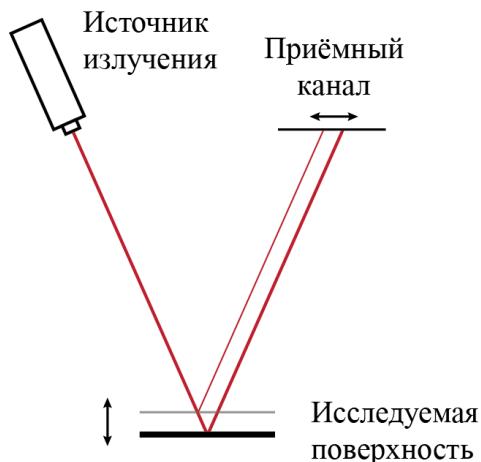


Рисунок 1.1 – Принципиальная схема триангуляционного измерителя.

сивное когерентное излучение, которое может собираться линзой в узкий пучок света высокой яркости. А когерентность излучения позволяет спроектировать приёмный канал таким образом, чтобы не принимать паразитное излучение других длин волн.

Распределение света, создаваемое лазером является гауссовым (рис. 1.2, а). Шириной d зондирующего пучка называется расстояние между точками профиля интенсивности на уровне I_{max}/e .

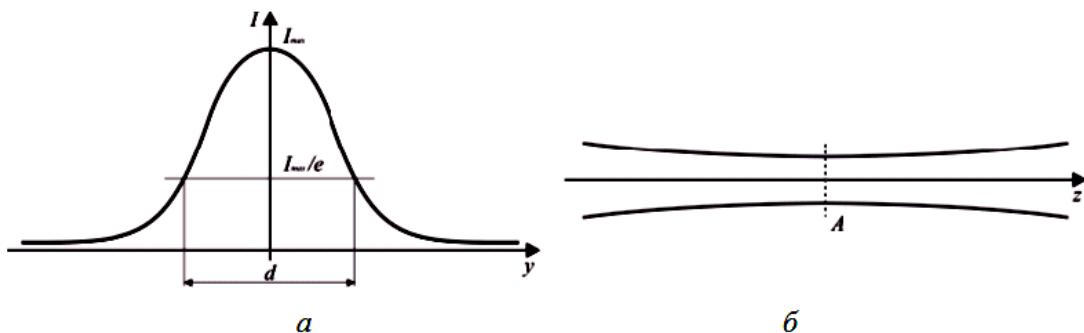


Рисунок 1.2 – а) распределение Гаусса (I – интенсивность, y – направление перпендикулярное распространению излучения), б) гауссовый пучок в продольном разрезе (z – направление распространения излучения)

Перетяжкой гауссового пучка называется минимальная ширина пучка вдоль направления распространения. На рис. 1.2, б перетяжка расположена в плоскости A . Очевидно, в этой плоскости интенсивность зондирующего пучка дости-

гает максимального значения.

Относительное положение источника излучения и лазерного диода определяет настройку излучательного канала. Чтобы настроить лазерный модуль необходимо выставить перетяжку в центр диапазона измерения и отцентрировать зондирующий пучок. Результатом хорошей настройки является отцентрированный пучок, ширина и интенсивность которого симметрично изменяются относительно центра диапазона измерения.

Неотъемлемым элементом системы является собственно исследуемое тело. Так как физической основой измерения является отражение и рассеяние света от поверхности тела, то от её качества и свойств в немалой степени зависит результат измерения.

Задача триангуляционного датчика — измерить расстояние от выбранной точки на оси зондирующего пучка до физической точки поверхности с высокой точностью. Любая поверхность характеризуется неровностью или степенью своей гладкости — шероховатостью R_z . Как правило, требуемая точность измерения обратно пропорциональна шероховатости контролируемой поверхности. Так, шероховатость поверхности кристаллов микроэлектроники, а значит и измеряемое расстояние до них, имеют масштаб от нескольких микрометров. А, например, в геодезической отрасли необходимо определять расстояния с точностью до сотен и тысяч метров.

Третья часть схемы триангуляционного измерителя — приемный канал, который состоит из фотоприемника и, дополнительно, фокусирующей оптической системы. Объектив формирует изображение зондирующего пятна в плоскости фотоприемника. Чем больше диаметр D объектива, тем выше его светосила. Иначе говоря, тем интенсивнее и качественнее строится изображение пятна.

В зависимости от конкретной реализации, для регистрации сформированного изображения качестве приемника используют фотодиодную линейку или матрицу.

К сильным сторонам данного метода следует отнести его простоту реализа-

ции, динамический диапазон, ограниченный сверху лишь геометрическими параметрами системы. Однако, метод не позволяет получить приемлемые параметры чувствительности.

1.2. Импульсный метод

Импульсный метод измерения расстояния основан на измерении времени исходящим и отражённым от исследуемого объекта излучениями. Излучение может быть как акустическим (используется в гидроакустических станциях), так и электромагнитным. Электромагнитное излучение, в свою очередь, может быть как радиоволнового диапазона длин волн (радиолокационные станции), там и оптического (лазерные дальномеры). Далее будет рассматриваться лазерные импульсные дальномеры.

Источник излучения создаёт импульс длительностью τ , после чего он, отразившись от объекта, попадает на приёмник излучения (фотодиод). Зная скорость распространения излучения в исследуемой среде, можно с хорошей точностью определить расстояние до объекта.

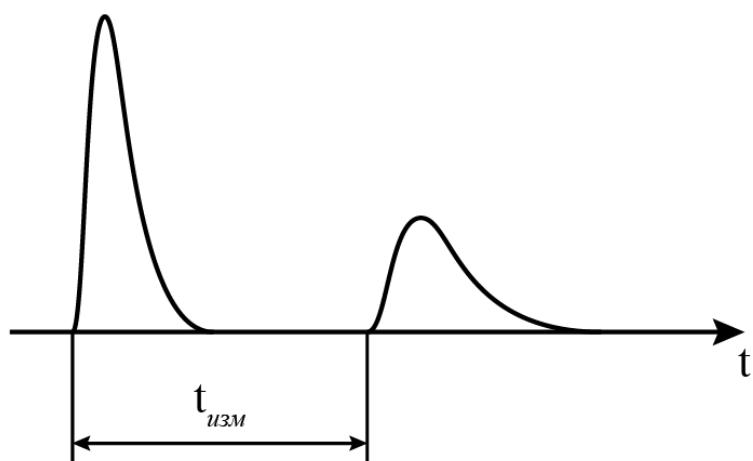


Рисунок 1.3 – Временная развертка импульсов при импульсном методе измерения дальности

Однако, из-за шумов на практике оказывается невозможным отсчитывать дальность по началу отражённого импульса, как показано на рис. 1.3. Тогда произво-

дится отсчёт по положению максимума отражённого сигнала.

Расстояние до объекта вычисляется по формуле:

$$D = \frac{t_{\text{изм}} c}{2},$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость распространения света в вакууме (или скорость распространения света в данной среде, если она значительно отличается от скорости распространения в вакууме).

разрешающая способность этого метода ограничена периодом роста и спада импульса. Оценим необходимые параметры лазера для регистрации колебаний мембранны амплитудой 400 нм.

$$\tau = \frac{S}{c} = \frac{400 \cdot 10^{-9}}{3 \cdot 10^8} \approx 1.3 \cdot 10^{-15} \text{ с}$$

Таким быстродействием не обладает ни один из существующих лазеров.

1.3. Метод частотной модуляции

Определение дальности при использовании частотной модуляции основано на измерении приращения частоты передатчика за время распространения сигнала до объекта и обратно. Если предположить, что частота передатчика $f_{\text{п}}(t)$ может меняться по линейному закону, то изменение частоты отражённого сигнала $f_{\text{c}}(t)$ будет запаздывать на время $t_3 = 2D/c$ (рис. 1.4). В результате смешения этих колебаний образуются биения, огибающая которых является чисто гармоническим колебанием, т.е. её спектр состоит из одной спектральной линии [2]. Величина приращения частоты (частота биений) равна:

$$F_6 = t_3 \operatorname{tg}(\alpha) = t_3 \frac{df_{\text{п}}}{dt} = \frac{2df_{\text{п}}}{c \cdot dt} D,$$

где D — дальность. Из данной формулы видно, что она пропорциональна дальности.

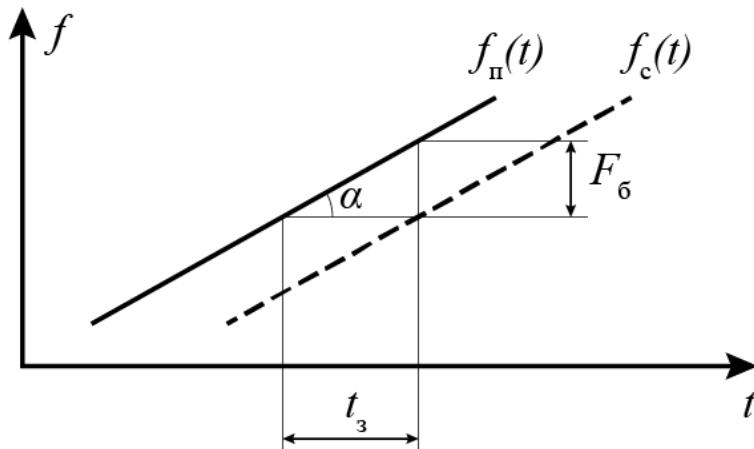


Рисунок 1.4 – Запаздывание изменения частоты

На практике используются различные виды периодической модуляции частоты, например: симметричный и несимметричный пилообразные законы, синусоидальный закон. При этом, средняя частота $f_0 \gg \Delta f_m$, где Δf_m — девиация частоты.

Сигнал передатчика попадает на вход приёмника вместе с отражённым от цели, который запаздывает на время t_0 (рис. 1.5, а). В результате сложения двух колебаний образуются биения. Мгновенная частота биений равна абсолютному значению разности мгновенных значений частот излучаемого и отражённого сигналов: $|F_6(t)| = |f_{\pi}(t) - f_c(t)|$. Это иллюстрируется на рис. 1.5, б, в.

Частоту биений, которая в течение большей части периода модуляции T_m остаётся постоянной, назовём основной. Её значение, как видно из рис. 1.5, а равно: $F_{60} = \gamma t_3$. Так как скорость изменения частоты $\gamma = df_{\pi}/dt = 2\Delta f_m F_m$ (где Δf_m — девиация частоты, а ΔF_m — частота модуляции), то основная частота биений

$$F_{60} = \frac{4\Delta f_m F_m}{c} D. \quad (1.1)$$

Из этого выражения следует, что при измеренной частоте биений дальность

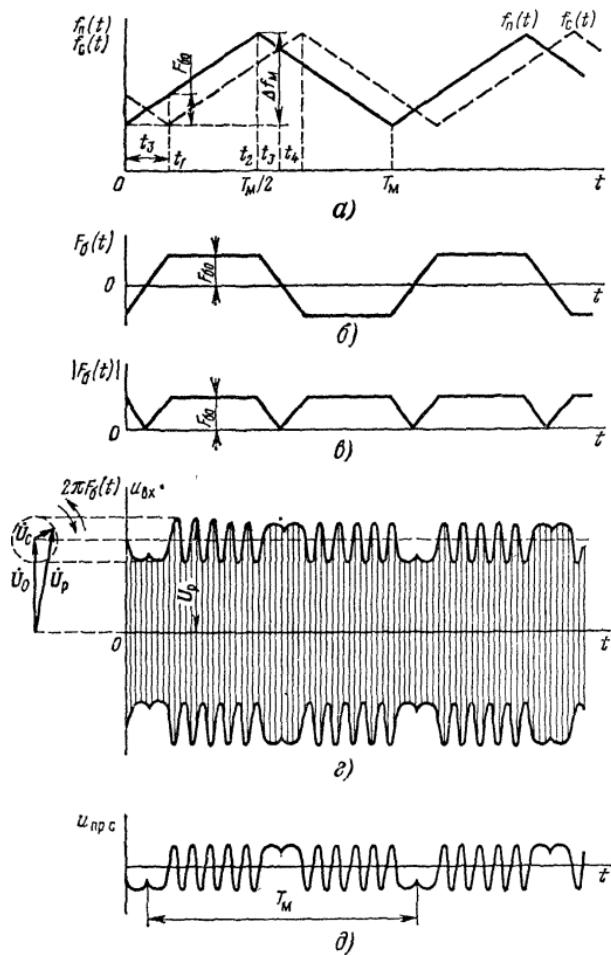


Рисунок 1.5 – Временные диаграммы процессов при частотной модуляции

объекта может быть определена по формуле:

$$D = \frac{cF_{60}}{4\Delta f_M F_M} \quad (1.2)$$

При фиксированной дальности объекта частота биений остаётся постоянной лишь на линейных участках изменения частот излучаемого и принимаемого сигналов. Это обстоятельство является существенным и его необходимо учитывать при выборе параметров дальномера.

Разность Δ между фиксируемой частотой и частотой биений, определяемой по формуле (1.1), вызывает ошибку измерения дальности. Разность Δ является случайной величиной, равномерно распределённой в интервале $(-0,5F_M, 0,5F_M)$. Максимальное значение этой разности равно $F_M/2$. Из формулы (1.2) видно, что

максимальному значению Δ соответствует ошибка измерения дальности $c/8\Delta f_m$. Эта ошибка обусловлена принципом действия частотного дальномера, т.е. является методической. Она может быть минимизирована при увеличении девиации частоты Δf_m . Например, при $\Delta f_m = 10^7$ Гц методическая ошибка измерения дальности составляет 3,75 м.[3]

Таким образом, для случая волоконно-оптического датчика, диапазон перемещений чувствительного элемента которого, как правило, порядка микрона или меньше, методическая ошибка не должна превышать $10^{-7} \dots 10^{-8}$, что достигается при минимальном значении девиации частоты модуляции порядка $\Delta f_m = c/4\Delta D = 3 \cdot 10^8 / 4 \cdot 10^{-7} = 7,5 \cdot 10^{14}$ Гц. А с учётом того, что несущая частота модуляции должна быть значительно больше частоты девиации, данный метод не может обеспечить необходимую точность для данной системы.

1.4. Амплитудный метод

Данный метод измерения измерения дальности является геометрическим и по принципу схож с триангуляционным методом измерения дальности, описанном в разделе 1.1 с той лишь разницей, что измеряется не положение светового пучка на фоточувствительной линейке или матрице, а интенсивность света, попадающего на фотоприёмник.

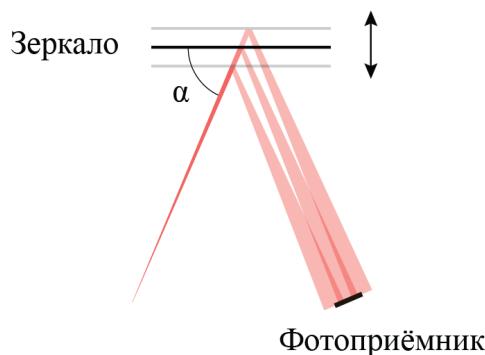


Рисунок 1.6 – Общий вид амплитудного датчика

Принцип действия основан на том, что излучение попадает на первичный

преобразователь под некоторым углом, затем отражается от него и попадает на фотоприёмник.

Амплитудная модуляция (AM) излучения удобна для дальнейшей обработки выходного сигнала оптическим датчиком. Схемы с AM не требует использования когерентного и поляризованного излучения, что позволяет использовать в них в качестве источников излучения не только лазеры, но и светодиоды. Схемы с AM практически не предъявляют специальных требований к источнику и приемнику излучения и не требуют дополнительной схемы для обработки выходного сигнала датчика, так как AM сигнал непосредственно регистрируется с помощью обычного фотоприемника.

В схеме, представленной на рис. 1.6, величина мощности оптического излучения, попадающего на фотоприемник, изменяется пропорционально перемещению мембранны или другого отражающего объекта. В результате, электрический ток на выходе фотодетектора оказывается промодулированным по амплитуде в соответствии с внешним сигналом, действующим на мембрану или чувствительную массу.

Анализ схемы построения ВОД показывает, что его чувствительность при прочих равных условиях определяется мощностью источника оптического излучения: чем выше мощность излучения, тем выше чувствительность к входному акустическому сигналу. Эта зависимость наглядно показана на рис. 1.7, где в обобщенном виде приведены статические характеристики преобразования сигналов в ВОД для различных уровней мощности оптического излучения I_{LED} .

Величина отклонения луча составляет

$$D = 2A \cos \alpha,$$

где D — амплитуда отклонения отражённого луча, A — амплитуда колебаний ЧЭ, α — угол падения луча на мембрану. При этом максимальная амплитуда отклонения отражённого луча при минимальном угле падения составляет не более

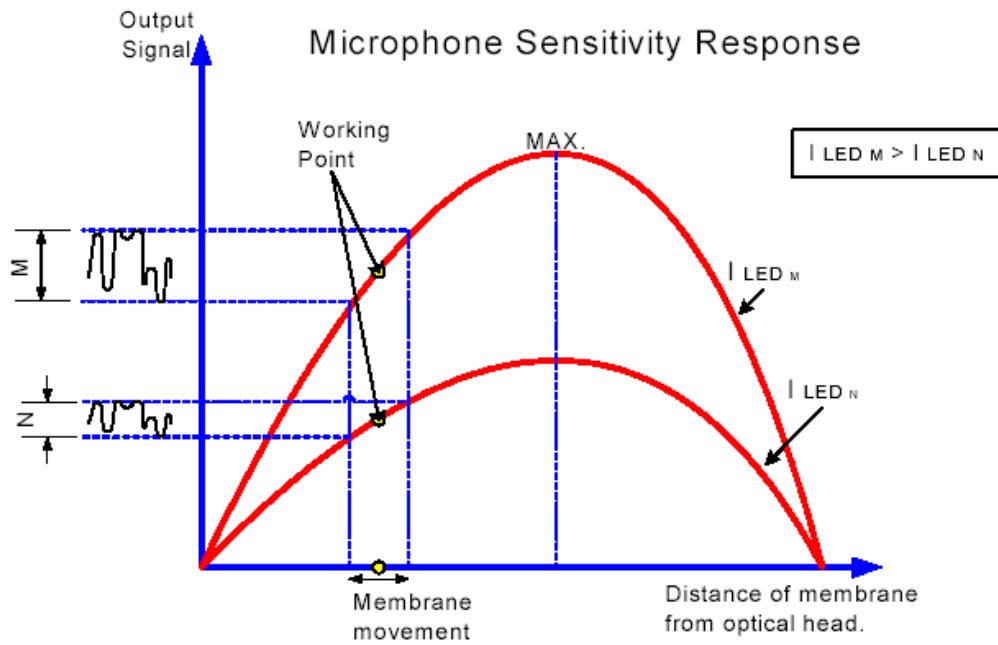


Рисунок 1.7 – Характеристика преобразования амплитудного датчика при различных мощностях оптического сигнала

2A.

Статическая характеристика чувствительности зависит от расстояний между мембраной и торцами оптических волокон и от угла между волокнами. Её вид представлен на рис. 1.8.

Анализ приведённых зависимостей позволяет сказать, что крутизна статической характеристики системы существенно зависит как от взаимного углового, так и линейного расположения волокон и мембранны. При этом крутизна характеристики увеличивается с увеличением угла взаимного расположения волокон, и ее максимальное значение достигается тем ближе к торцам волокна, чем больше угол между оптическими волокнами.

Максимально возможный угол между волокнами зависит от геометрических и оптических параметров используемых волокон. При использовании стандартных многомодовых кварцевых волокон с внешним диаметром 125 мкм и диаметром сердцевины 62,5 мкм максимальный угол между волокнами составляет порядка 60°. При этом рабочее расстояние между мембраной и торцами оптоволокон, при котором достигается наибольшая крутизна статической характе-

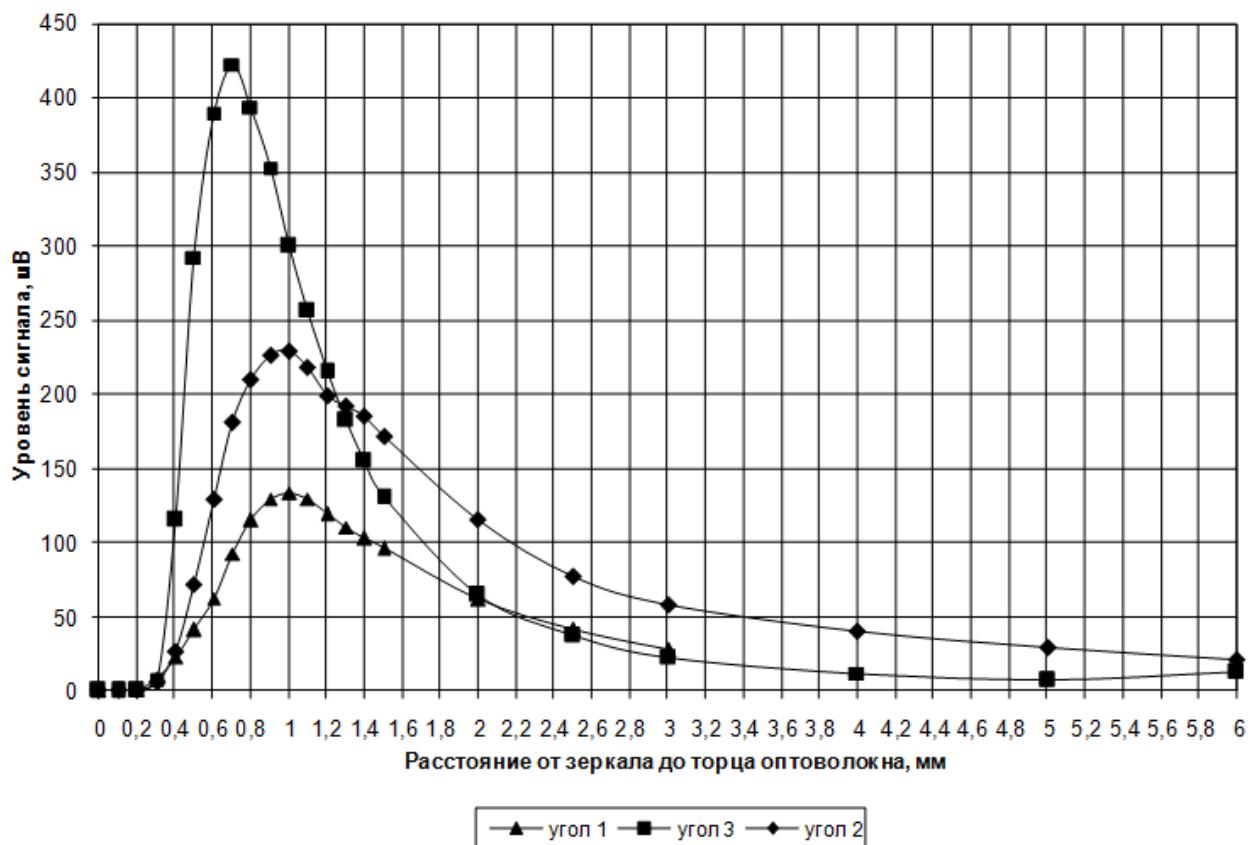


Рисунок 1.8 – Статическая характеристика чувствительности амплитудной схемы съёма информации в ВОД в зависимости от расстояния от торцов волокон до мембраны и углов взаимного расположения волокон (угол 1 < угол 2 < угол 3)

ристики чувствительности, составляет менее 150...100 мкм. Однако даже при максимальной крутизне статической характеристики, чувствительность амплитудного датчика перемещений мембранны, с учетом измеренного уровня его собственных шумов в рабочей полосе частот, по предварительным экспериментальным результатам составила порядка 1...0,1 нм.

Чувствительность подобного преобразователя может быть повышена, если вместо плоской мембранны использовать фокусирующий зеркальный отражатель, закрепленный на мембранны, или выполнить мембранны в виде фокусирующей системы, схема которой изображена на рис. 1.9.

В случае применения фокусирующей мембранны может быть существенно увеличена интенсивность регистрируемого света. Размер пятна в области приема

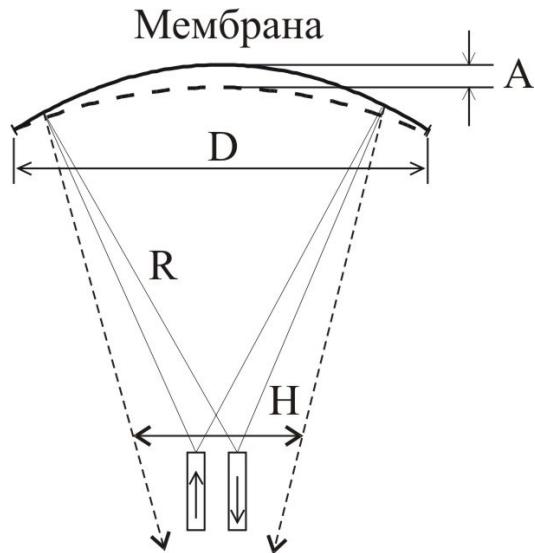


Рисунок 1.9 – Схема амплитудного датчика с фокусирующей системой

отраженного пучка определяется соотношением:

$$H = 8 \frac{R}{D} A \quad (1.3)$$

где D — диаметр мембраны, R — радиус кривизны вогнутой мембраны, A — амплитуда колебаний мембраны. При этом источник и приёмник излучения располагаются в фокусе. Максимальная чувствительность достигается при максимальном R (минимальной исходной деформации), но не более «разумных» габаритов системы.

Достоинством амплитудного метода определения перемещений является относительная простота технической реализации схемы съема информации, в том числе при использовании оптоволоконных элементов. В качестве источника оптического излучения здесь может использоваться не обязательно лазер, а например, светодиод, обеспечивающий заданную величину и стабильность мощности излучения. Однако в этом случае чувствительный элемент, включающий первичный преобразователь, а также определенным образом расположенные передающее и приемное оптические волокна, образующие первичный преобразователь типа «механическое перемещение – мощность оптического сигнала», требует достаточно сложной настройки и юстировки.

Недостатком этой схемы является также принципиальная необходимость в подведении к чувствительному элементу двух оптических волокон — передающего и приемного. Кроме того, такая схема построения оптических датчиков, при прочих равных условиях, потенциально обладает меньшей чувствительностью по сравнению с фазовым методом съема информации с первичного преобразователя

1.5. Интерференционный метод

Интерференционный метод позволяет реализовать фазовый оптический метод съема информации с миниатюрного микромеханического чувствительного элемента. Одним из вариантов его реализации является интерферометр Фабри-Перо, показанный на рис. 1.10.

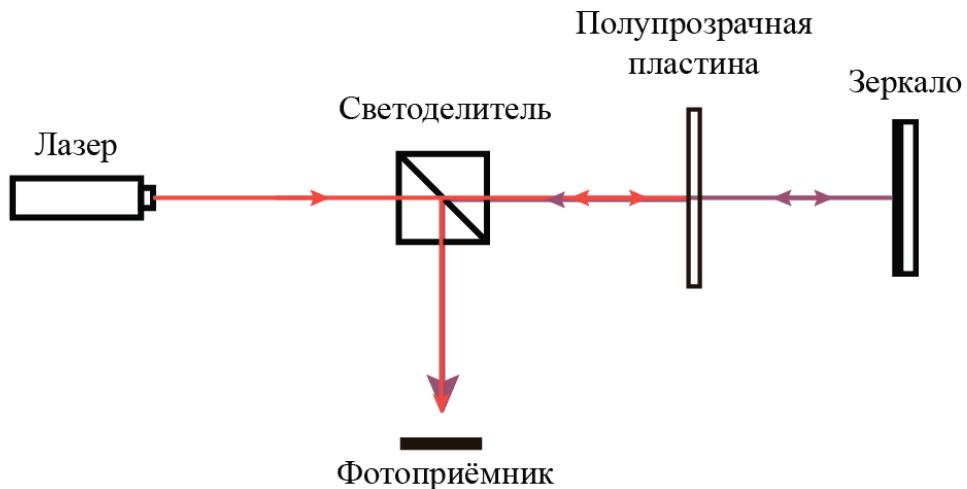


Рисунок 1.10 – Принципиальная схема интерферометра Фабри-Перо

Оптический сенсор по схеме интерферометра Фабри-Перо, реализованный с использованием волоконно-оптических компонентов, представлен на рис. 1.11. Здесь интерферометр Фабри-Перо образован частично отражающим торцом (сколом) волокна и зеркально отражающим чувствительным элементом первичного преобразователя, расстояние которого от торца волокна изменяется в соответ-

ствии с внешними воздействиями, обусловленными акустическими колебаниями, вибрациями или иными внешними силами. Размеры первичного преобразователя могут быть сопоставимы с диаметром оптического волокна, а его чувствительность при столь малых размерах может достигать сотых долей ангстрема. При этом сам первичный преобразователь помехоустойчив к внешним электромагнитным наводкам и может быть выполнен без использования металлических конструктивных элементов.

Структурная схема волоконно-оптического интерферометра Фабри-Перо и принцип его действия также представлена на рис. 1.11. Она состоит из лазерного диода 1, излучение которого вводится в оптическое волокно 2 и через волоконно-оптический ответвитель 3 передается на волокно 4. При этом часть излучения отражается от торца оптоволокна 4, а другая его часть высвечивается в воздухе, отражается от зеркального чувствительного элемента первичного преобразователя 5, возвращается обратно в оптоволокно 4 и через ответвитель 3 попадает на фотоприёмный модуль (ФПМ) 6.

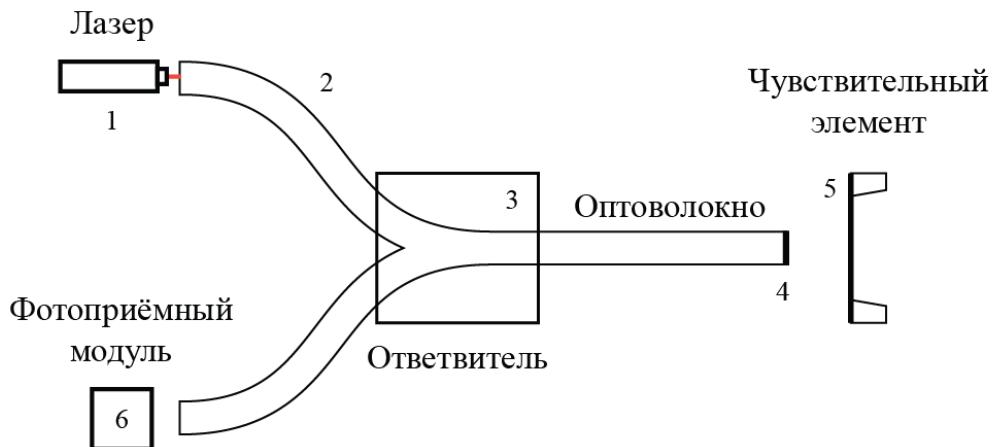


Рисунок 1.11 – Структурная схема волоконно-оптического интерферометра Фабри-Перо

Рассмотрим подробнее принцип работы интерферометра Фабри-Перо (рис. 1.12). По волокну распространяется оптическая мода интенсивностью I_0 . Достигнув торца волокна, излучение частично отражается, а частично выходит в открытое

пространство, отражается от зеркала и часть его возвращается обратно в волокно, интерферируя с волной, отраженной от торца. Для расчёта параметров схемы можно отталкиваться от следующих данных. Длина волны оптического излучения $\lambda = 1,55$ мкм. Материал оптического волокна – кварц. Профиль оптической моды можно считать гауссовым с диаметром (по уровню $1/e^2$) $2\omega_0 = 10,5$ мкм.

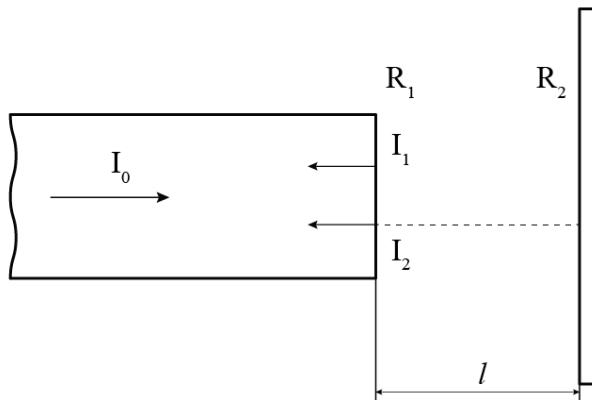


Рисунок 1.12 – Схема рабочего зазора волоконно-оптического интерферометра Фабри-Перо

Рассчитаем нормированную интенсивность обратного излучения ($I_{\text{вых}}/I_0$) в зависимости от параметров схемы, приведенной на рис. 1.12. Интенсивность оптической моды, отраженной непосредственно от выходного торца волокна и распространяющейся в обратном направлении, находится как:

$$I_1 = R_1 I_0 \quad (1.4)$$

где R_1 — коэффициент френелевского отражения от плоскости торца волокна (граница кварц – воздух). Согласно формулам Френеля:

$$R_1 = \left(\frac{n - 1}{n + 1} \right)^2 \quad (1.5)$$

где n — показатель преломления материала волокна (кварц). Для аморфного кварцевого стекла $n = 1,4681$ ($\lambda = 1,55$ мкм) и численно $R_1 = 0,036$. Интенсивность же излучения, вышедшего из торца волокна, отразившегося от внешнего зеркала

и вернувшегося обратно в оптическое волокно, можно выразить в виде:

$$I_2 = (1 - R_1)^2 R_2 T(l) I_0 \quad (1.6)$$

Здесь множитель $(1 - R_1)^2$ описывает двойной проход через границу раздела воздух-кварц, R_2 — коэффициент отражения от зеркала (обычно R_2 близко к 1), а $T(l)$ — потери, возникающие из-за расходимости излучения в свободном пространстве и зависящие от расстояния l .

Вид зависимости $T(l)$ можно найти в книге [4]. После некоторых элементарных преобразований приведенное там выражение можно представить в виде:

$$T(l) = \frac{1}{1 + \left(\frac{l}{l_0}\right)^2} \quad (1.7)$$

где $l_0 = \pi n \omega^2 / \lambda$ — некоторая характеристическая длина (параметр волокна), ω — радиус поля волноводной моды в волокне, λ — длина волны оптического излучения. Численно для $n = 1,4681$, $\lambda = 1,55$ мкм, $\omega = 5,25$ мкм эта длина равна $l_0 = 82$ мкм.

В случае больших значений R_1 и малых l ($l \leq l_0$) необходимо учитывать многократные переотражения излучения между зеркалом и торцом волокна. Этот случай сложен для расчетов и в данной работе рассмотрен не будет.

Если же $l \gg l_0$ и R_1 мало, влиянием многократных переотражений можно пренебречь и интенсивность выходного сигнала $I_{\text{вых}}$, распространяющегося в волокне в обратном направлении, можно записать в виде:

$$I_{\text{вых}} = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \Delta\varphi \quad (1.8)$$

где $\Delta\varphi$ — оптическая разность фаз между модами I_1 и I_2 , определяемая выражением и описывающая оптическую задержку по фазе за счет прохождения расстояния $2l$.

Зависимость $I_{\text{вых}}(l)$ будем называть рабочей характеристикой интерферометра. При этом $I_{\max} = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2}$ — интенсивность выходного излучения при $\cos \Delta\varphi$ равным 1, а $I_{\min} = I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2}$ — при $\cos \Delta\varphi$ равным -1 .

Поскольку рабочая характеристика интерферометра представляет собой зависимость интенсивности света от пространственной координаты и образована в результате интерференции двух оптических волн, ее можно интерпретировать и как интерференционную картину. Тогда, по аналогии с обычной интерференционной картиной, можно ввести понятие ее видности или контраста интерференционных полос:

$$V(l) = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} \quad (1.9)$$

Заметим, что $I_{\text{ср}} = (I_{\max} + I_{\min})/2$. В пределах одного периода $\cos \Delta\varphi$ величину I_2 можно считать постоянной.

Подставив (1.8) в выражение (1.9), функцию видности $V(l)$ можно представить в виде:

$$V(l) = \frac{2\sqrt{I_1 I_2}}{I_1 + I_2} \quad (1.10)$$

Простое математическое исследование функции $V(l)$ показывает, что при $I_1 = \text{const}$, а $0 < I_2 < \infty = \text{var}$, функция $V(l)$ имеет один максимум в точке $I_1 = I_2$ и в этой точке $V(l) = 1$.

Конечное выражение для расчёта вида интерференционной картины:

$$\frac{I}{I_0} = R_2 + (1 - R_2)^2 R_2 T(l) + 2(1 - R_2) \sqrt{R_1 R_2 T(l)} \cos \left(\frac{4\pi l}{\lambda} \right) \quad (1.11)$$

Приводя к безразмерной координате $z = l/l_0$, получим:

$$\tilde{I}(z) = R_2 + \frac{(1 - R_2)^2 R_2}{1 + z^2} + 2(1 - R_2) \sqrt{\frac{R_1 R_2}{1 + z^2}} \cos \left(\frac{z}{\tilde{\lambda}} \right) \quad (1.12)$$

где $\tilde{\lambda} = \frac{\lambda}{4\pi l_0} = 0,0015$.

Из построенной зависимости видности от расстояния между торцом волокна

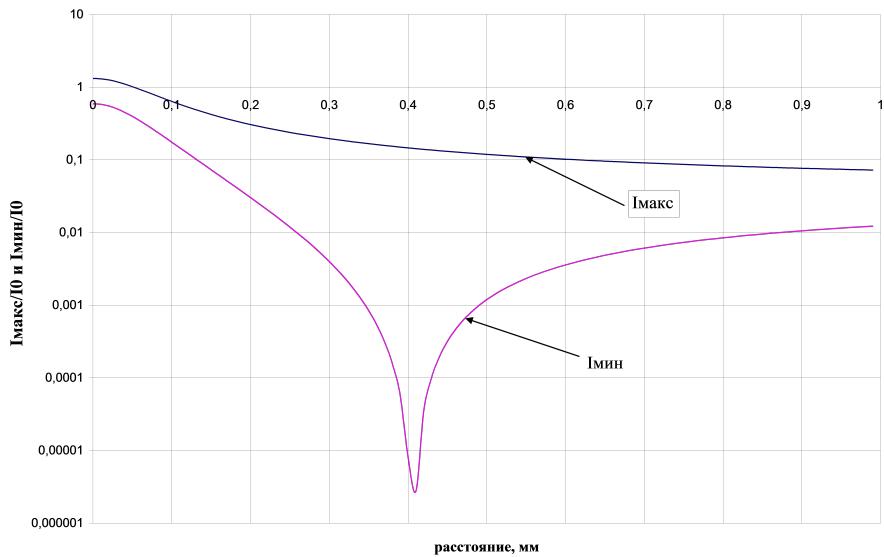


Рисунок 1.13 – Зависимость интенсивности выходного сигнала от расстояния между торцом волокна и зеркалом

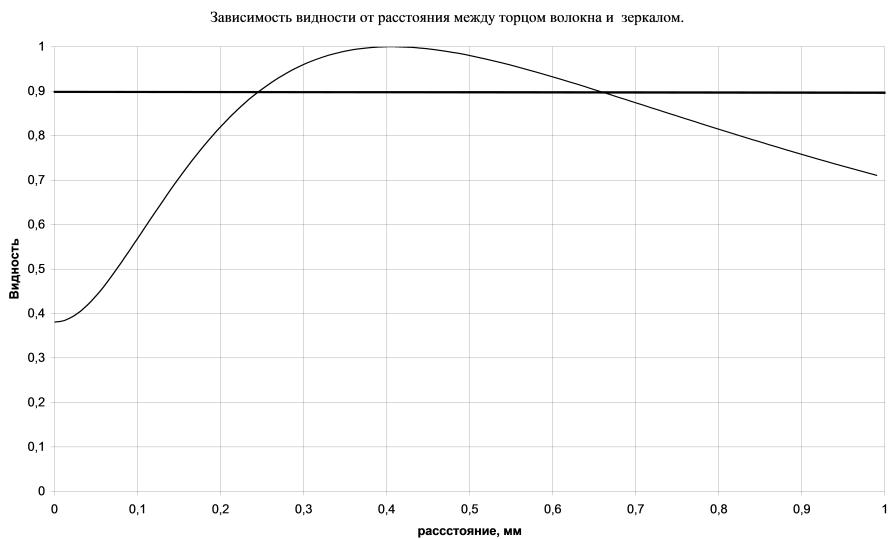


Рисунок 1.14 – Зависимость контрастности от расстояния между торцом волокна и зеркалом

и зеркалом видно, что наибольшей контрастностью (больше 0,9) интерференционная картина обладает при расстоянии $l=0,4\pm0,15$ мм.

Нормированная зависимость уровня сигнала на фотодетекторе от расстояния между торцом волокна и зеркалом в области наибольшего контраста интерференционной картины приведена на рис. 1.14.

Из рис. 1.15 очевидно, что для достижения минимума искажений сигнала необходимо рабочую точку датчика выбирать на расстоянии, кратном $\lambda/8n$, а

амплитуда перемещений зеркала под действием внешних сил должна находиться в линейной области изменения уровня сигнала.

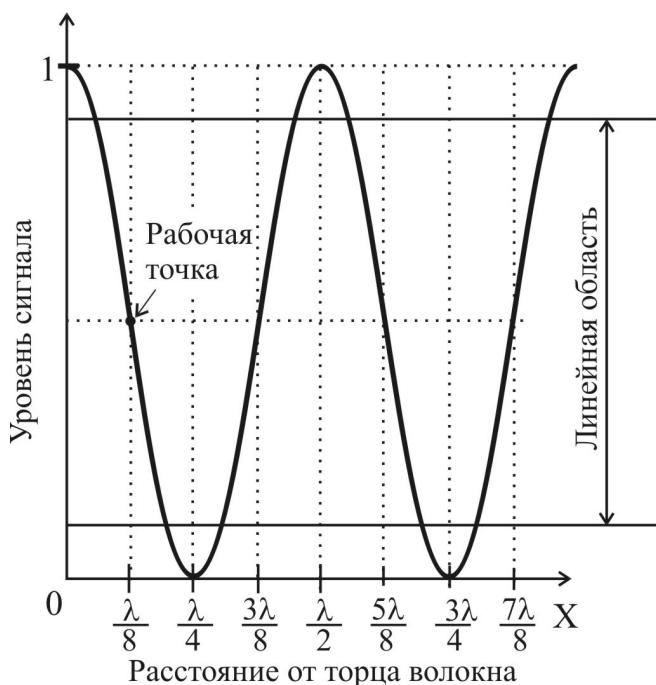


Рисунок 1.15 – Зависимость уровня оптического сигнала от перемещений зеркала в интерферометре Фабри-Перо

Расчетно-экспериментальные исследования показывают, что при выполнении этих условий волоконно-оптический датчик на основе интерферометра Фабри-Перо обеспечивает чувствительность к перемещению мембранны порядка 0,01 нм в полосе частот до 10 кГц, что более чем на порядок превышает чувствительность амплитудных волоконно-оптических датчиков. Кроме того, такая схема построения датчика позволяет создавать первичный микромеханический преобразователь миниатюрных размеров.

Однако, не смотря на значительные преимущества интерферометрического волоконно-оптического датчика, он имеет и серьёзные недостатки. Так, для получения неискажённого сигнала должно соблюдаться два условия:

- Амплитуда входного сигнала не должна выходить за квазилинейный участок характеристики преобразования (ХП) интерферометрического датчика, т.е. динамический диапазон ограничен сверху уровнем сигнала, создающим колебания амплитудой $\lambda/8$ (рис. 1.16 (б, в));

- Положение рабочей точки должно обеспечиваться таким, чтобы она всегда находилась по середине ХП (рис. 1.16 (г)).

И если оптимальное положение рабочей точки можно обеспечить путём подстройки длины волны лазера, то для преодоления амплитудного искажения сигнала необходимо разработать метод, позволяющий восстановить исходный сигнал из искажённого.

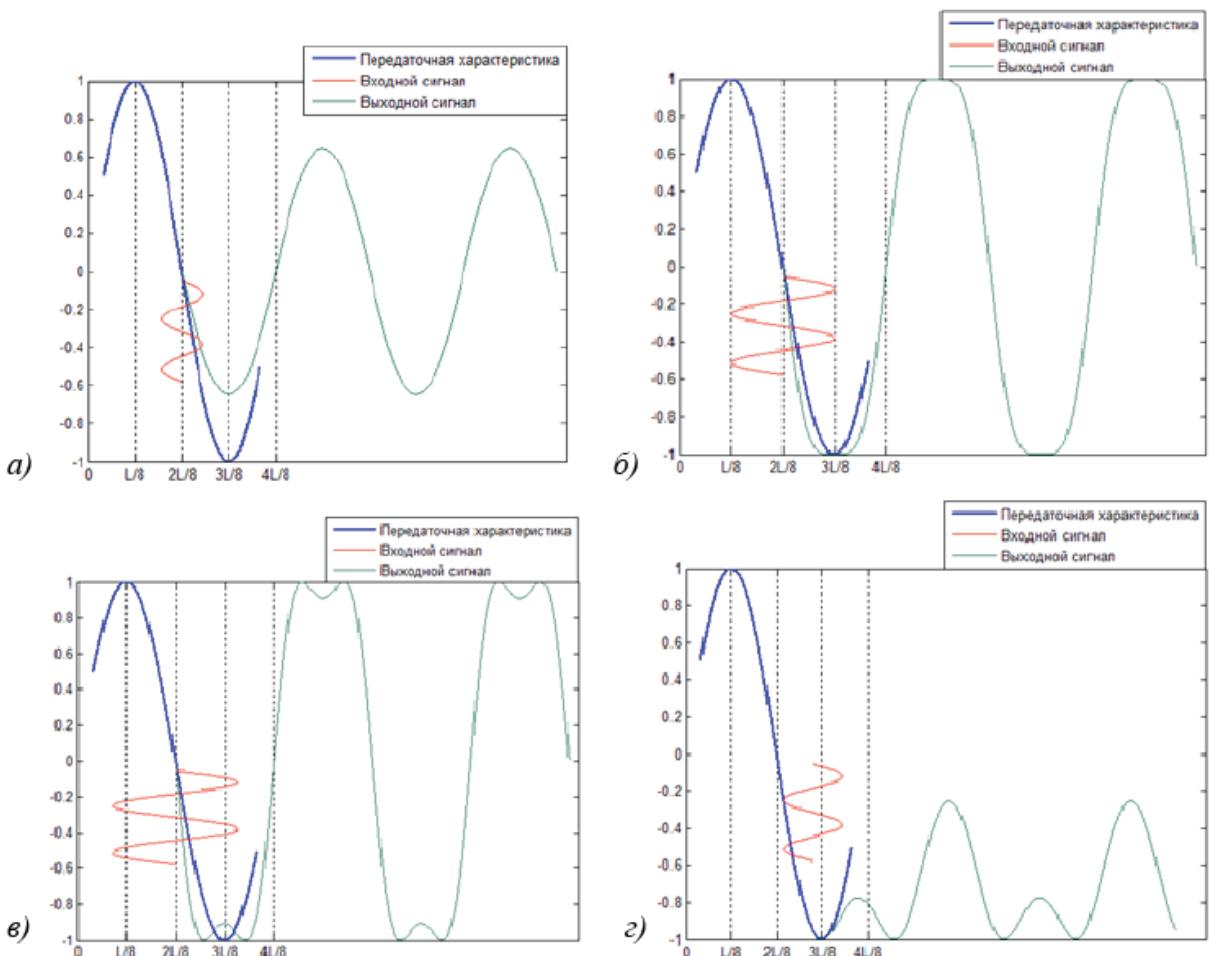


Рисунок 1.16 – Зависимость вида выходного сигнала при оптимальных условиях (а) и искажения, возникающие вследствие: превышение квазилинейного участка ХП (б, в) и ухода рабочей точки (г)

Таким образом основной целью данной работы является исследование возможности измерения расстояния до объекта для определения перемещений чувствительного элемента в диапазоне, выходящем за границы квазилинейного участка

характеристики преобразования интерферометра. Это позволит увеличить динамический диапазон и убрать зависимость системы от положения рабочей точки.

[5, 6, 7, 8]

Глава 2

Описание модели многоволнового метода измерения расстояния

2.1. Математическая модель

В данной работе предлагается увеличить динамический диапазон интерферометрического волоконно-оптического датчика путём обработки данных, полученных на разных длинах волн. Схема такой системы представлена на рис. 2.1.

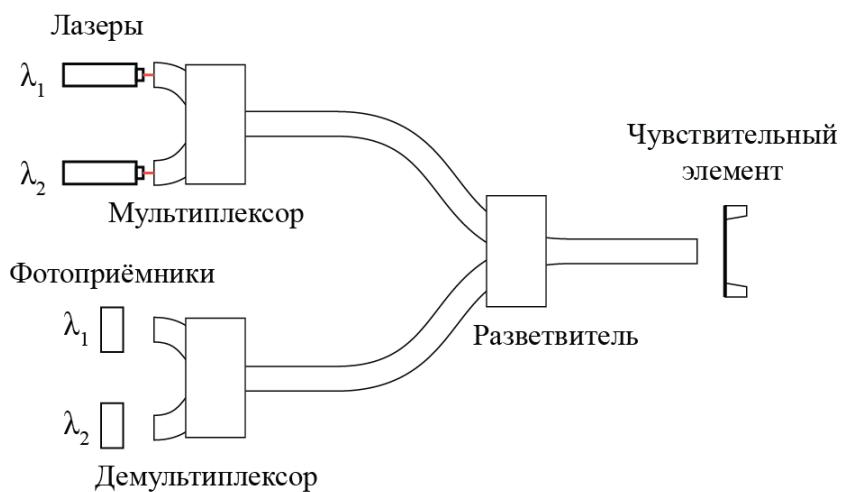


Рисунок 2.1 – Структурная схема интерферометрического волоконно-оптического датчика с двумя длинами волн

Согласно (1.8) интенсивность света, попадающего на фотоприёмник на выходе из интерферометрического ВОД зависит от разницы фаз излучений, отражённого от торца оптоволокна и от ЧЭ. В данной схеме разность фаз определяется как $\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda}l$. Таким образом, получим зависимость сигнала на фотоприёмнике от расстояния от ЧЭ до торца оптоволокна:

$$I_{\text{вых}}(l) = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda}l\right) \quad (2.1)$$

где I_1, I_2 — интенсивности излучений, отражённых от торца оптоволокна и от ЧЭ, λ — длина волны лазера, l — величина зазора между торцом оптоволокна и ЧЭ.

При введении в систему второй пары лазер-фотоприёмник, её можно описать системой уравнений:

$$\begin{cases} I_1(l) = I_{11} + I_{12} + 2\sqrt{I_{11}I_{12}} \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_1}l\right) \\ I_2(l) = I_{21} + I_{22} + 2\sqrt{I_{21}I_{22}} \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_2}l\right) \end{cases} \quad (2.2)$$

где I_{i1}, I_{i2} — интенсивности излучений, отражённых от торца оптоволокна и от ЧЭ i -го канала, I_1, I_2 — интенсивности излучения на фотоприёмниках 1 и 2. Так как I_{i1} и I_{i2} не зависят от l и не оказывают влияние только на постоянную составляющую и амплитуду сигнала, но не на его форму, их можно опустить.

Таким образом, упрощённым решением этих уравнений относительно l является следующая система:

$$\begin{cases} l = \pm \frac{\lambda_1}{4\pi} \arccos(I_1) + \frac{\lambda_1}{2} n_1 \\ l = \pm \frac{\lambda_2}{4\pi} \arccos(I_2) + \frac{\lambda_2}{2} n_2 \end{cases} \quad (2.3)$$

где $n_i = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$ — целые числа, удовлетворяющие решению уравнения для i -го канала.

Видно, что данная система уравнений имеет три неизвестных — l, n_1, n_2 . То есть, системы содержит неоднозначность вследствие наличия множества корней. Попробуем избавиться от неоднозначности, для чего проанализируем имеющиеся уравнения с точки зрения физики процесса.

Найдём величину Δl , которую назовём областью однозначности решения. Из рис. 2.2 видно, что за перемещение в пределах области однозначности интенсивности сигнала совпадают в начале и конце, а также с некоторым периодом внутри него. Найдём Δl :

$$I_1 = \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_1}l\right); I_2 = \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_2}l\right)$$

$$I_1 = I_2$$

$$\cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_1}l\right) = \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_2}l\right)$$

$$\cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_1}l\right) - \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_2}l\right) = 0$$

$$-2 \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda_1} + \frac{2\pi l}{\lambda_2}\right) \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda_1} - \frac{2\pi l}{\lambda_2}\right) = 0$$

$$\sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda_1} \pm \frac{2\pi l}{\lambda_2}\right) = 0$$

$$\frac{2\pi l}{\lambda_1} \pm \frac{2\pi l}{\lambda_2} = \pi n$$

$$2\pi l \left(\frac{\lambda_1 \pm \lambda_2}{\lambda_1 \lambda_2} \right) = \pi n$$

$$l = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 \pm \lambda_2)} n$$

$$\Delta l = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 \pm \lambda_2)}$$

Из полученных выражений нас интересует только следующее:

$$\Delta l = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2\Delta\lambda} \quad (2.4)$$

Это выражение позволяет найти область однозначности и, как будет показано в дальнейшем, определяет максимально возможные перемещения ЧЭ, которые теоретически можно зафиксировать предлагаемым методом.

n_1 и n_2 — количество длин полуволн (периодов интерференции), укладывающихся на расстоянии от торца оптоволокна до ЧЭ для каждого канала. Очевидно, что начиная с $l_0 = 0$ они будут равны и только при некотором l_1 разница $|n_1 - n_2|$ достигнет единицы (рис. 2.3). При дальнейшем увеличении l разбежка между n

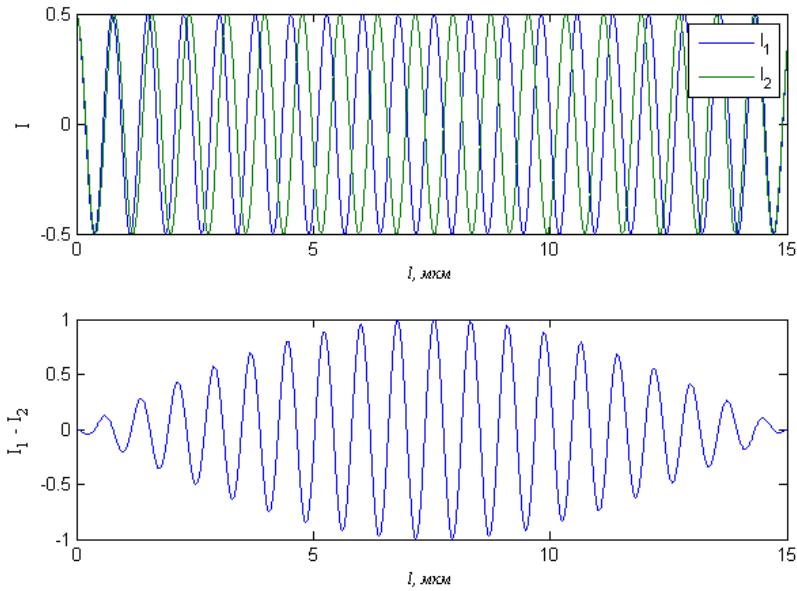


Рисунок 2.2 – Зависимость уровня сигнала с фотоприемника каждого из каналов от l на области однозначности и разности между сигналами с двух каналов

будет также увеличиваться на 1 с периодом $\Delta l = l_1 - l_0$.

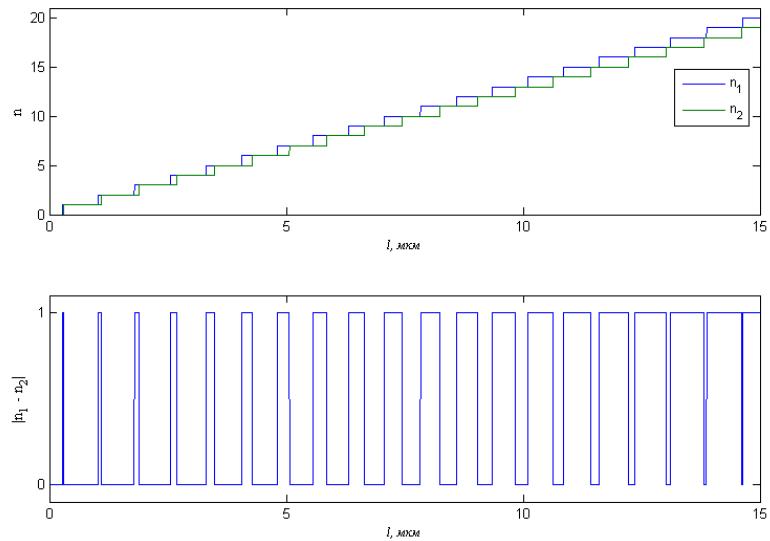


Рисунок 2.3 – Зависимость n каждого из каналов от l , при $\lambda_1 < \lambda_2$

Таким образом, разница между n_1 и n_2 увеличивается на 1 через каждые $\Delta l = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2\Delta\lambda}$. Исходя из чего, можно записать:

$$n_2 = n_1 \pm N$$

$$N = \text{round} \left(\frac{l}{\Delta l} \right)$$

То есть, зная расстояние между торцом оптоволокна и ЧЭ в пределах Δl , можно найти текущую разницу $|n_2 - n_1|$. Например, для лазеров с длинами волн 1510 и 1590 нм $\Delta l = 15$ мкм, а для 1510 и 1530 нм уже 57 мкм и обеспечить позиционирование ЧЭ с такой точностью вполне реально. Исходя из этого, перепишем систему уравнений (2.3):

$$\begin{cases} l = \pm \frac{\lambda_1}{4\pi} \arccos(I_1) + \frac{\lambda_1}{2} n \\ l = \pm \frac{\lambda_2}{4\pi} \arccos(I_2) + \frac{\lambda_2}{2} (n + N) \end{cases} \quad (2.5)$$

где $N = \pm(n_2 - n_1)$ — количество областей однозначности решения, умещающихся на расстоянии от торца оптоволокна до ЧЭ.

Таким образом, при условии позиционирования ЧЭ с точностью до Δl , количество неизвестных в системе уменьшается до двух, что позволяет применять обычные методы для решения систем линейных алгебраических уравнений для нахождения l .

2.2. Описание алгоритма

В разделе 2.1 было показано, что задача о нахождении исходных перемещений ЧЭ из сигналов фотоприёмников двухканального интерферометрического ВОД при их амплитудном искажении теоретически имеет решение.

В этом разделе будет показан алгоритм обработки данных с фотоприёмников для восстановления исходного сигнала:

На вход алгоритма обработки может поступать как начальное положение ЧЭ, так и количество областей однозначности, которое, при неизвестном начальном положении, можно подбирать из относительно небольшого диапазона. N либо l_0 указывается один раз и является индивидуальной характеристикой данного ВОД и в ходе эксплуатации не меняется.

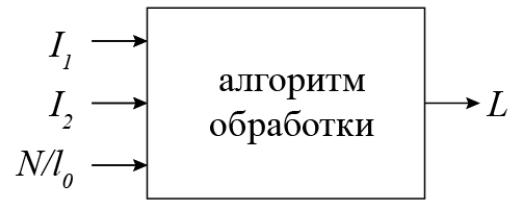


Рисунок 2.4 – Общая схема двухканальной системы определения колебаний ЧЭ при амплитудных искажениях сигнала интерферометрического ВОД. I_1, I_2 — оцифрованные данные, поступающие с фотоприёмников, N — количество областей однозначности решения (разница между n_1 и n_2), l_0 — начальное положение ЧЭ с точностью до Δl

2.2.1. Нормирование сигнала

После получения данных с фотоприёмников, их требуется привести к диапазону от -1 до 1. При этом оцифровывание сигнала обязательно должно происходить синхронно и через равные промежутки времени. Необходимость норми-

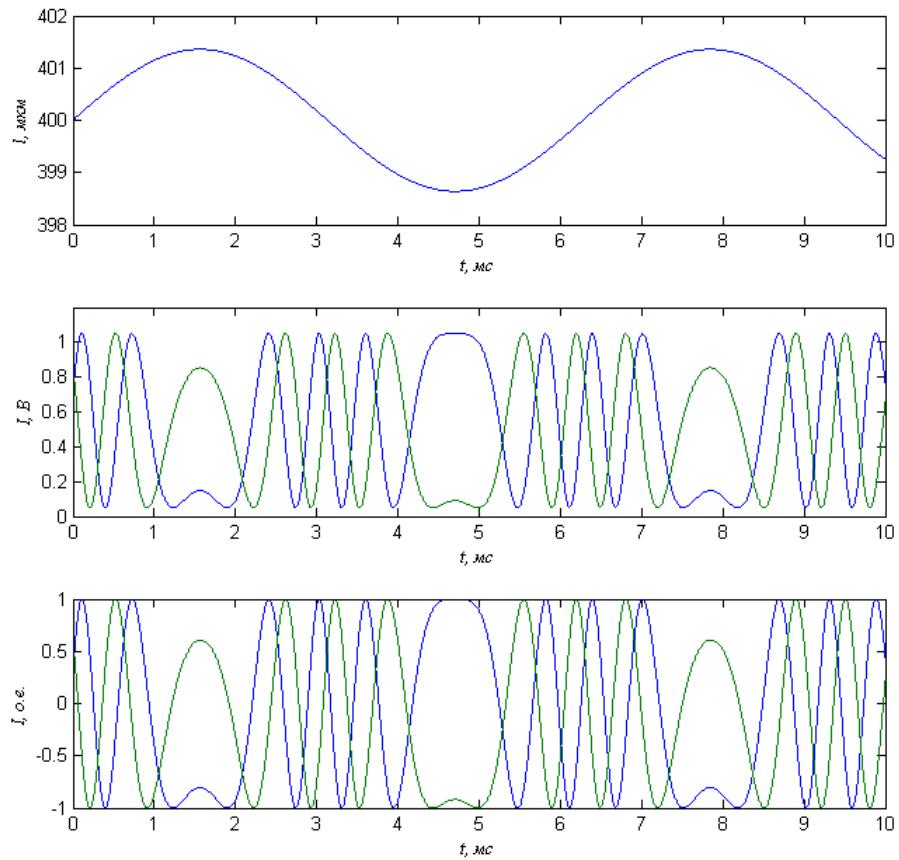


Рисунок 2.5 – Моделирование сигнала с АЦП фотоприёмников ВОД и его нормировка. *а* — исходный сигнал, *б* — сигналы с фотоприёмников, *в* — нормированный сигнал.

рования возникает вследствие упрощения формул из системы уравнений (2.2) путём игнорирования членов, содержащих в себе постоянную составляющую сигнала и амплитуду интерферограммы, которые крайне сложно определить экспериментально, потому что они складываются из таких параметров системы, как положение ЧЭ на характеристике видности, коэффициентов отражения компонентов системы и прочих. Диапазон от -1 к 1 обусловлен тем, что полученные данные являются значениями косинуса от аргумента $\frac{4\pi}{\lambda}l$.

На рис. 2.5 представлено моделирование оцифрованного сигнала с фотоприёмников ВОД. Длины волн лазеров 1510 и 1590 нм, исходное положение ЧЭ $l_0 = 400$ мкм, амплитуда колебаний составляет 1,5 мкм, частота колебаний 1 кГц.

Как можно увидеть, в случае, если сигнал на фотоприёмнике не достигает максимума интерференции, то есть, колебания не выходят за границы квазилинейного участка характеристики преобразования (хотя бы с одной из сторон), дальнейшие преобразования в данной рассматриваемом алгоритме неизбежно приведут к ошибке. Подробнее этот случай будет рассмотрен в разделе 2.3.

2.2.2. Решение

После приведения данных к необходимому виду можно перейти к нахождению l . Для этого требуется решить систему уравнений (2.5). Перепишем её в более удобный вид, вынеся все неизвестные члены в одну сторону.

$$\begin{cases} l - \frac{\lambda_1}{2}n = \pm \frac{\lambda_1}{4\pi} \arccos(I_1) \\ l - \frac{\lambda_2}{2}n = \pm \frac{\lambda_2}{4\pi} \arccos(I_2) - \frac{\lambda_2}{2}N \end{cases} \quad (2.6)$$

Далее, запишем её в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{\lambda_1}{2} \\ 1 & -\frac{\lambda_2}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l \\ n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm \frac{\lambda_1}{4\pi} \arccos(I_1) \\ \pm \frac{\lambda_2}{4\pi} \arccos(I_2) - \frac{\lambda_2}{2}N \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Таким образом, мы получили 4 системы уравнений:

$$\begin{aligned} AX &= B_+^+ \quad AX = B_+^- \\ AX &= B_-^+ \quad AX = B_-^- \end{aligned} \tag{2.8}$$

где $A = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\lambda_1}{2} \\ 1 & -\frac{\lambda_2}{2} \end{bmatrix}$, $X = \begin{bmatrix} l \\ n \end{bmatrix}$, $B_{\pm}^{\pm} = \begin{bmatrix} \pm \frac{\lambda_1}{4\pi} \arccos(I_1) \\ \pm \frac{\lambda_2}{4\pi} \arccos(I_2) - \frac{\lambda_2}{2} N \end{bmatrix}$.

Матрица X находится с использованием методов матричной алгебры:

$$X = A^{-1} B_{\pm}^{\pm} \tag{2.9}$$

Как видно из рис. 2.3, на области однозначности n_2 может принимать значения как $n_1 + N$, так и $n_1 + N + 1$. Таким образом, для получения полного набора решений составим аналогичную систему уравнений с $N' = N - 1$.

В результате их решения получим 8 массивов l и n (рис. 2.6, рис. 2.7).

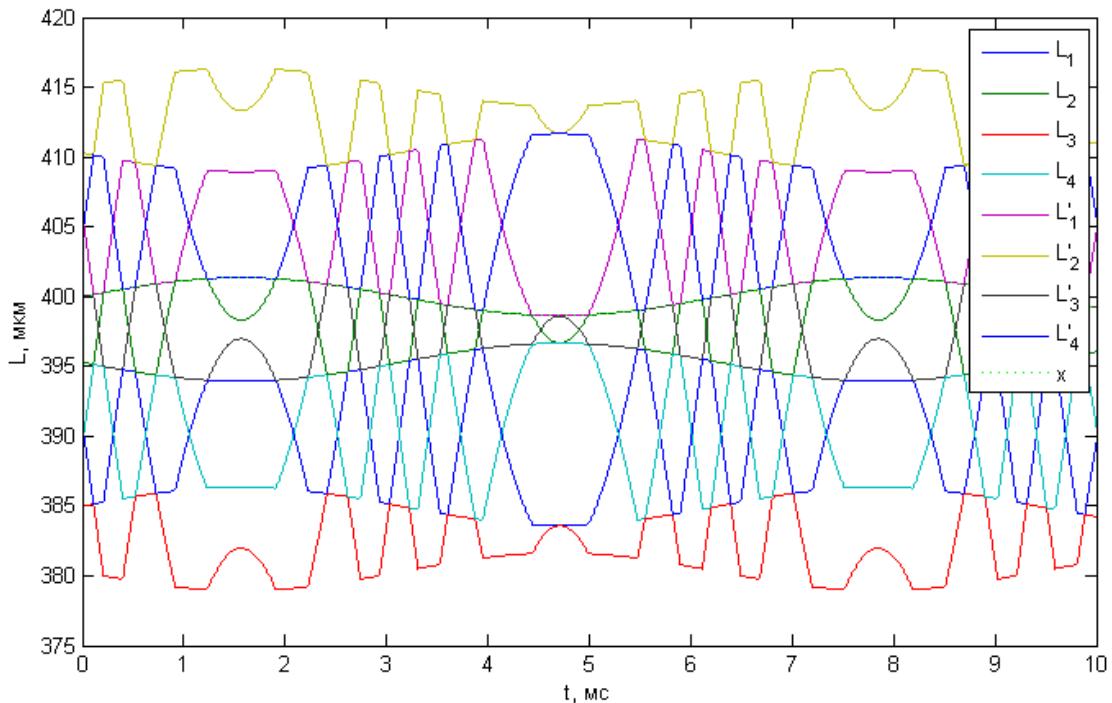


Рисунок 2.6 – L , полученные в результате решения систем уравнений для N и N'

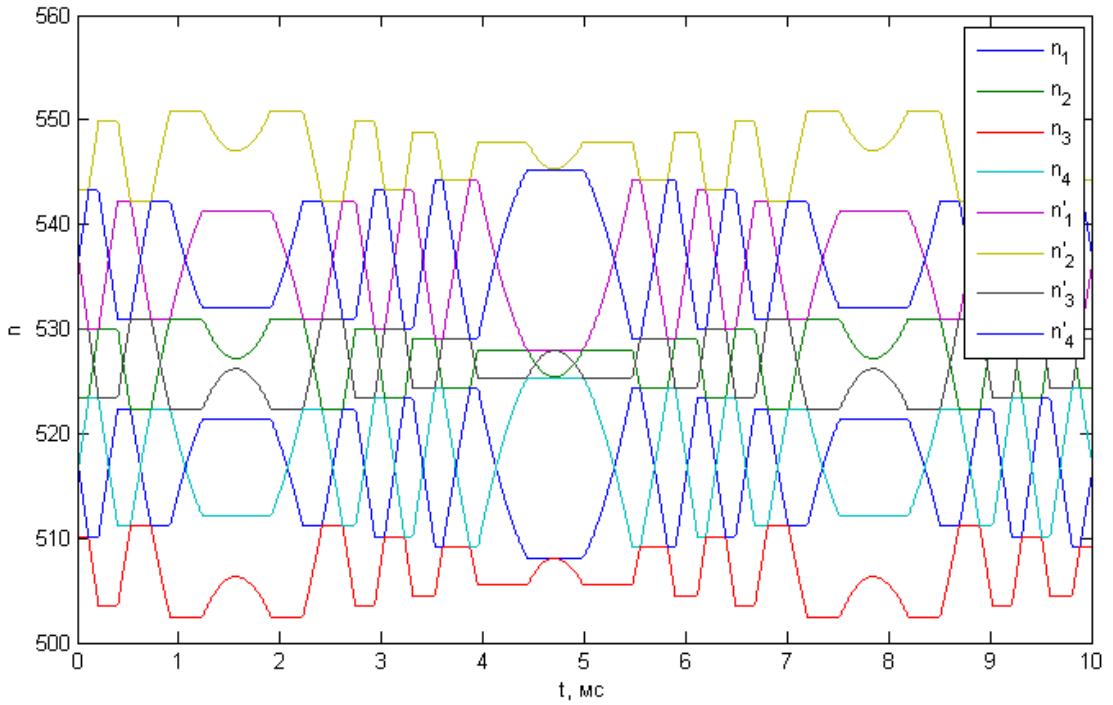


Рисунок 2.7 – Количество длин полуволн (n), полученное в результате решения систем уравнений для N и N'

Если построить на одном графике L , полученные в результате решения системы и x (исходные перемещения), можно убедиться, что в любой момент времени существует такое решение L , которое будет соответствовать исходному положению ЧЭ (рис. 2.8). Дальнейшей задачей является нахождение алгоритма, позволяющего правильно отбирать решение из существующего набора.

2.2.3. Определение количества решений

Как можно заметить, только половина решений хотя бы раз принимает значение исходного сигнала. Таким образом, на данном этапе можно избавиться от лишних решений. Согласно рис. 2.8, следует оставить лишь решения L_2, L'_1, L'_3 и L'_4 (рис. 2.9).

Проверим, насколько оправдано данное упрощение. Довольно очевидно, что должна существовать зависимость возможности этого упрощения от положения ЧЭ относительно торца оптоволокна. Как было показано в разделе 2.1, базовым понятием в данном подходе является область однозначности решения. Проведём

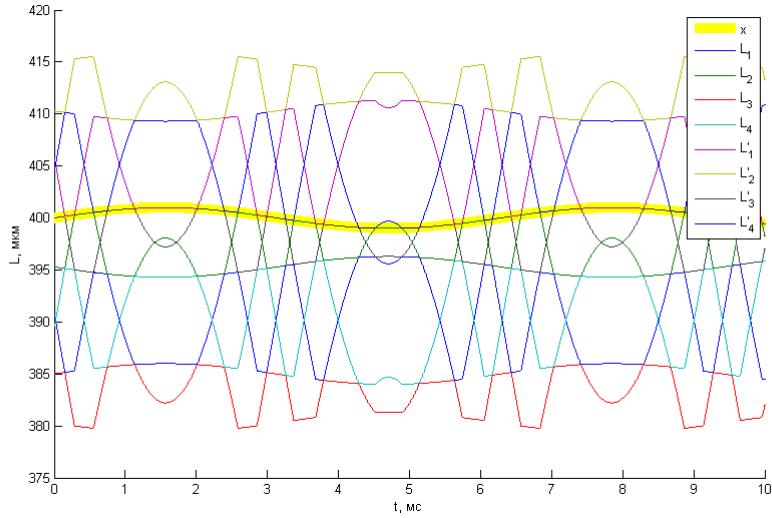


Рисунок 2.8 – Расстояния до ЧЭ (L), полученные в результате решения систем уравнений для N и N' исходные перемещения x

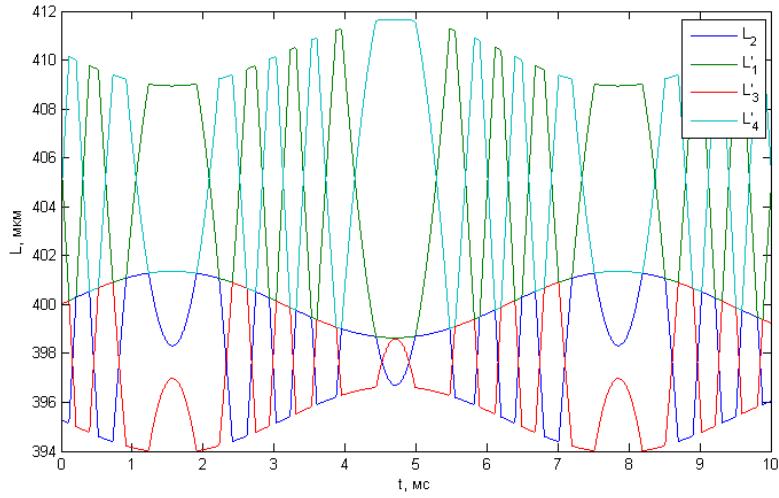
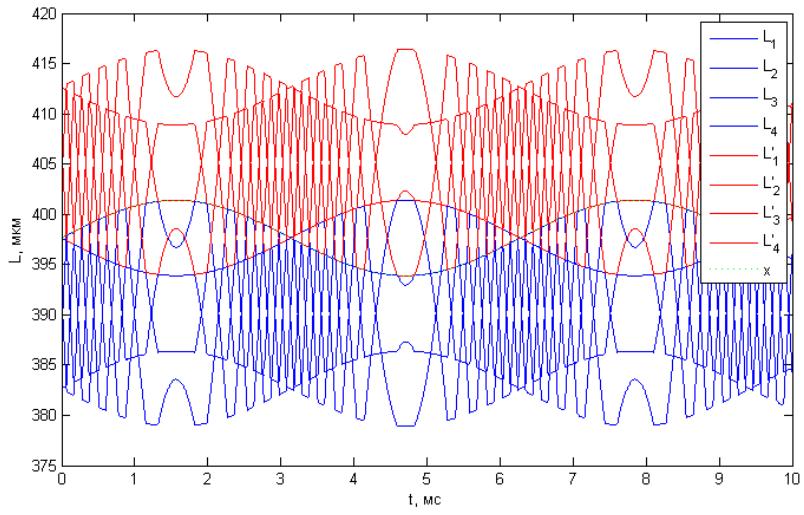


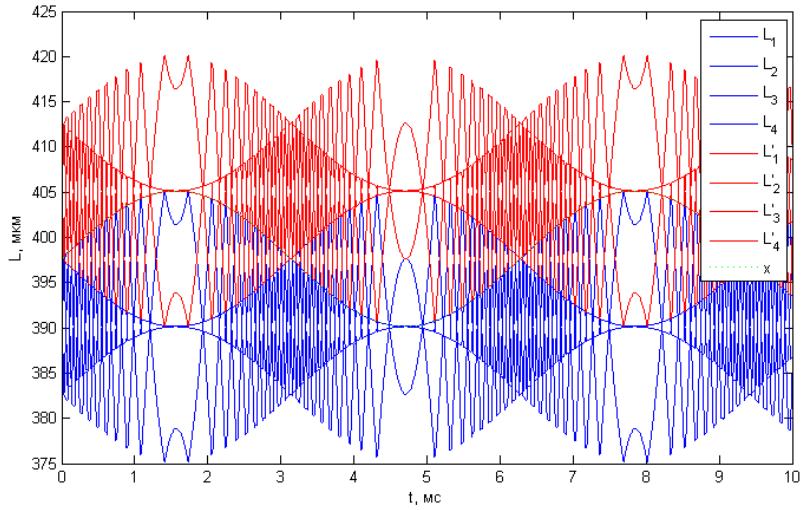
Рисунок 2.9 – Расстояния до ЧЭ (L), полученные в результате решения систем уравнений для N и N' без учёта решений, не участвующих в восстановлении исходного сигнала

анализ влияния положения ЧЭ относительно границ области однозначности на вид решения.

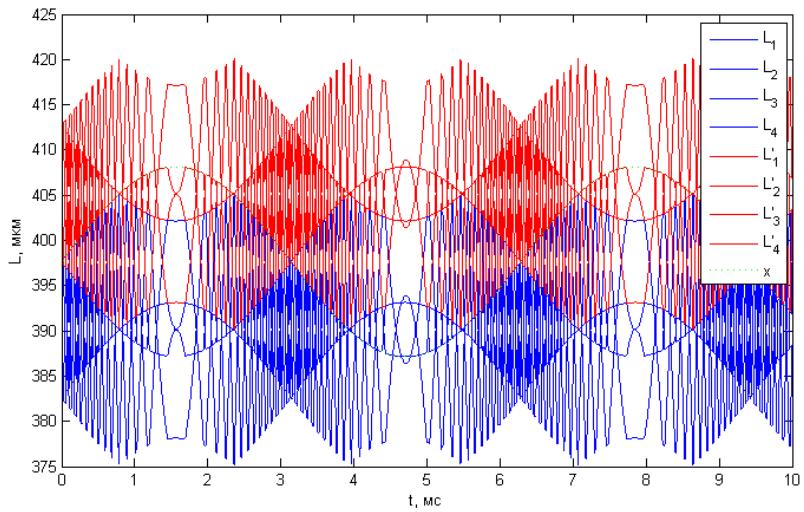
Пусть ЧЭ находится по центру области однозначности, то есть начальное положение $l_0 = (k + 0.5)\Delta l$, где k — любое целое число. Далее через l_0 будет обозначаться относительное положение внутри области однозначности решения (в данном случае $l_0 = 0.5$). На рис. 2.10 приведены графики решений для $l_0 = 0,5$ и амплитуд сигналов $0,25, 0,5$ и $0,75$ от Δl .



а.



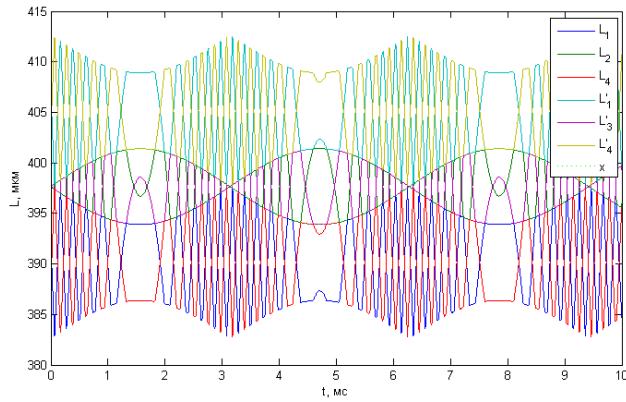
б.



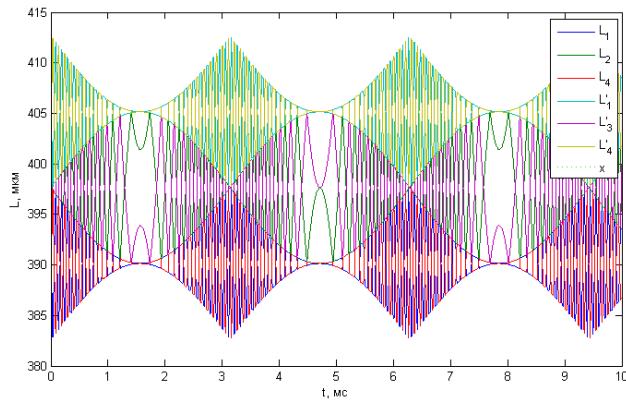
в.

Рисунок 2.10 – Решения L для $l_0 = 0,5$ с относительными амплитудами сигнала 0,25, 0,5 и 0,75 от Δl

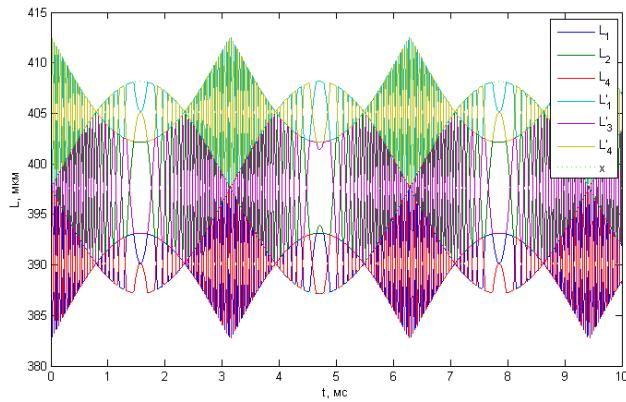
Из рис. 2.10 видно, что данный набор решений позволяет описать колебания, не покидающие текущую область однозначности. Кроме того, для составления решения требуется не 4 уравнения, а 6 (рис. 2.11).



а.



б.



в.

Рисунок 2.11 – Решения L для $l_0 = 0,5$ с относительными амплитудами сигнала 0,25, 0,5 и 0,75 от Δl без учета решений, не участвующих в восстановлении исходного сигнала

Теперь рассмотрим случай с $l_0 = 0$ или $l_0 = 1$, как симметричный ему. На рис. 2.12 видно, что при любой амплитуде исходного сигнала имеющийся набор решений не позволяет полностью восстановить исходный сигнал и для этого случая требуется вводить в систему решения из соседних областей однозначности решения.

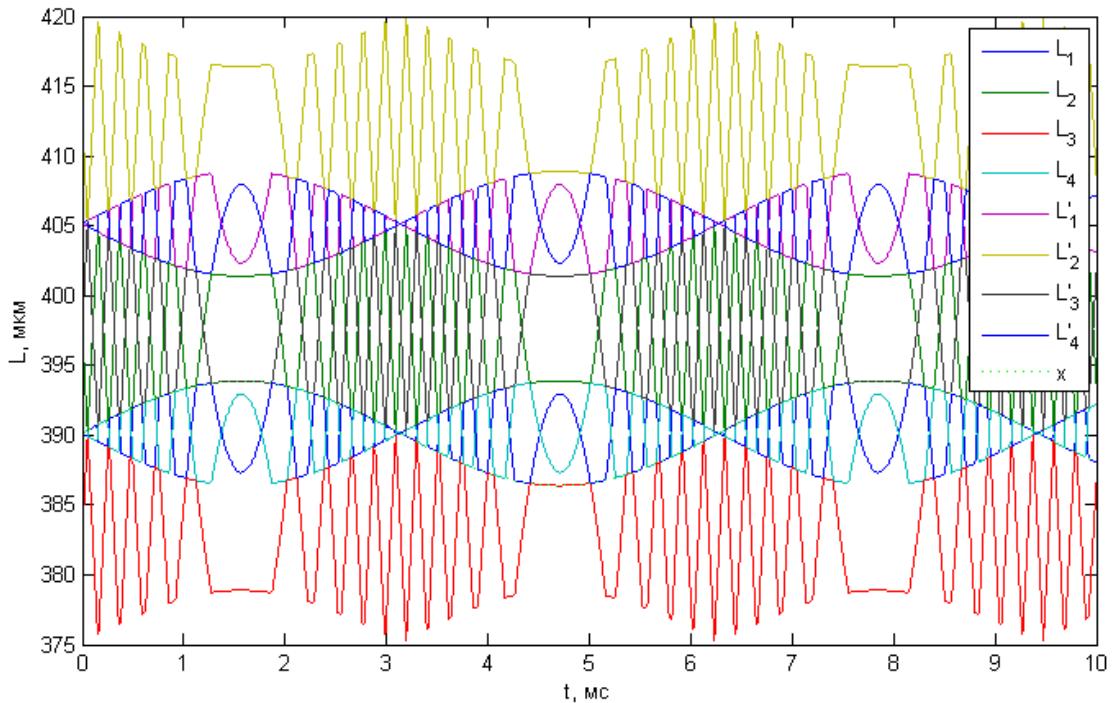
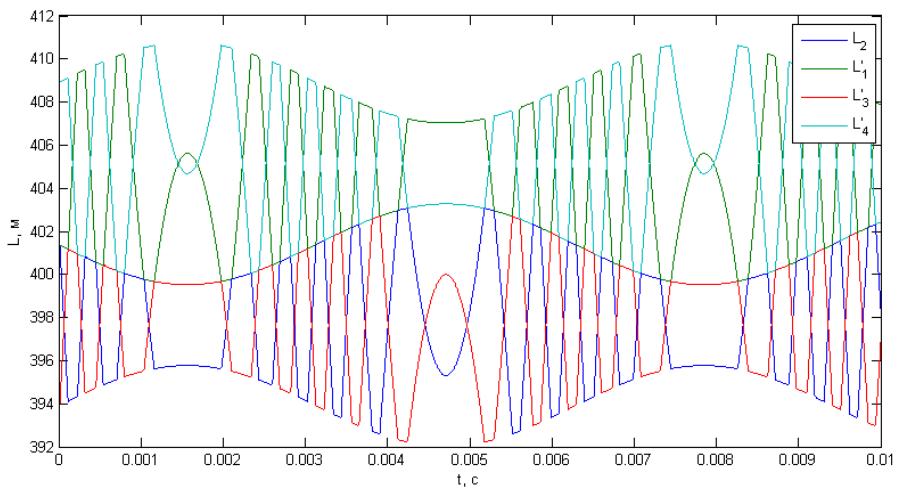


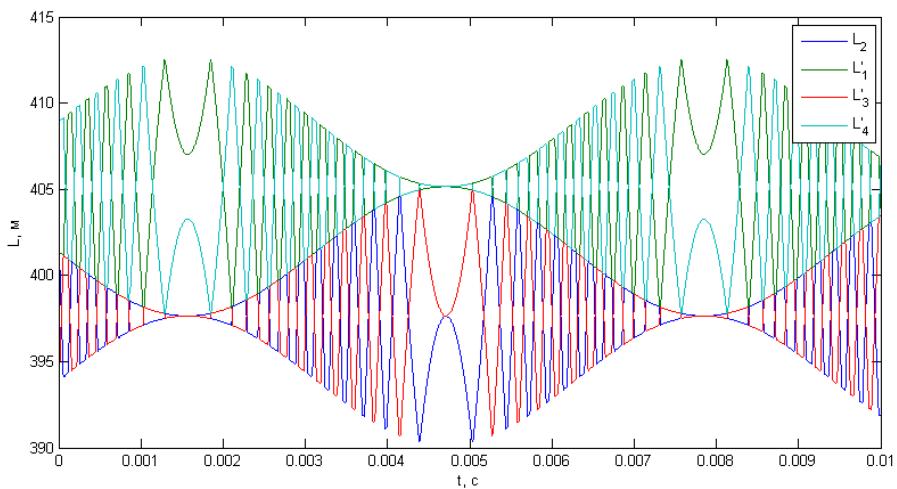
Рисунок 2.12 – Решения L для $l_0 = 0$ (или $l_0 = 1$) с амплитудой сигнала $0,25\Delta l$

Наиболее оптимальным по количеству набора решений случаем является $l_0 = 0,25$ или симметричный ему $l_0 = 0,75$ (рис. 2.13). В таком случае максимальная амплитуда исходного сигнала, которая может быть восстановлена в рамках текущего набора решений в два раза меньше, чем при $l_0 = 0,5$, однако для восстановления сигнала требуется меньше решений (4 вместо 6) и возможные решения не пересекаются между собой, как на рис. 2.10, *a*, что упрощает создание алгоритма для отбора решений, так как пропадает необходимость разрешения дополнительных неоднозначностей. А это, в свою очередь, приводит к более надёжной и стабильной работе алгоритма.

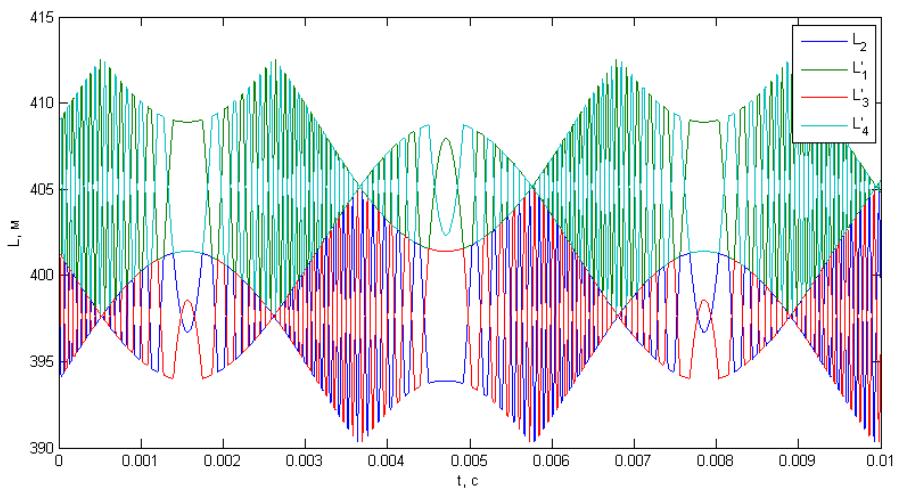
Чем большее количество решений используется в системе для описания исходных перемещений, тем больше вероятность ошибки, к которой может приве-



а.



б.



в.

Рисунок 2.13 – Решения L для $l_0 = 0,5$ с относительными амплитудами сигнала 0,125, 0,25 и 0,5 от Δl без учета решений, не участвующих в восстановлении исходного сигнала

сти неправильный выбор решения. Кроме того, обработка большого количества решений требует больших вычислительных мощностей. Таким образом, минимизация количества используемых решений приведёт к повышению устойчивости алгоритма и его оптимизации.

Рассмотрим возможность дальнейшего упрощения решения. Для этого проанализируем вклад каждого решения в восстановление сигнала в зависимости от положения ЧЭ относительно границ области однозначности. Рассматривать будем упрощённый набор из 4 решений. Вместе с этим покажем, что положение ЧЭ относительно границ области однозначности можно определить с помощью функции корреляции между сигналами двух каналов. Благодаря этому можно производить выбор той пары каналов, для которой положение ЧЭ относительно границ области однозначности является оптимальной, либо корректировать это положение изменением длины волны лазеров.

Было замечено, что чем ближе ЧЭ находится к границе или центру области однозначности, тем больший вклад в восстановление сигнала вносит одна пара решений, в то время, как, находясь в $l_0 = 0,25$ каждая из пар вносит примерно равный вклад в восстановление сигнала. Это хорошо видно на рис. 2.14. Даный факт позволяет в ряде случаев ограничиться выбором из двух решений для восстановления исходных перемещений без значительной ошибки при восстановлении.

Можно сказать, что чем ближе модуль корреляции исходных сигналов к единице (рис. 2.15), тем меньшей будет ошибка при восстановлении сигнала (2.10) на основе двух решений системы уравнений. Однако, это ограничивает диапазон колебаний, которые можно восстановить используя данную систему уравнений, ведь, как было выше, колебания не должны выходить за пределы границ области однозначности, иначе для решения потребуется использовать дополнительный набор решений.

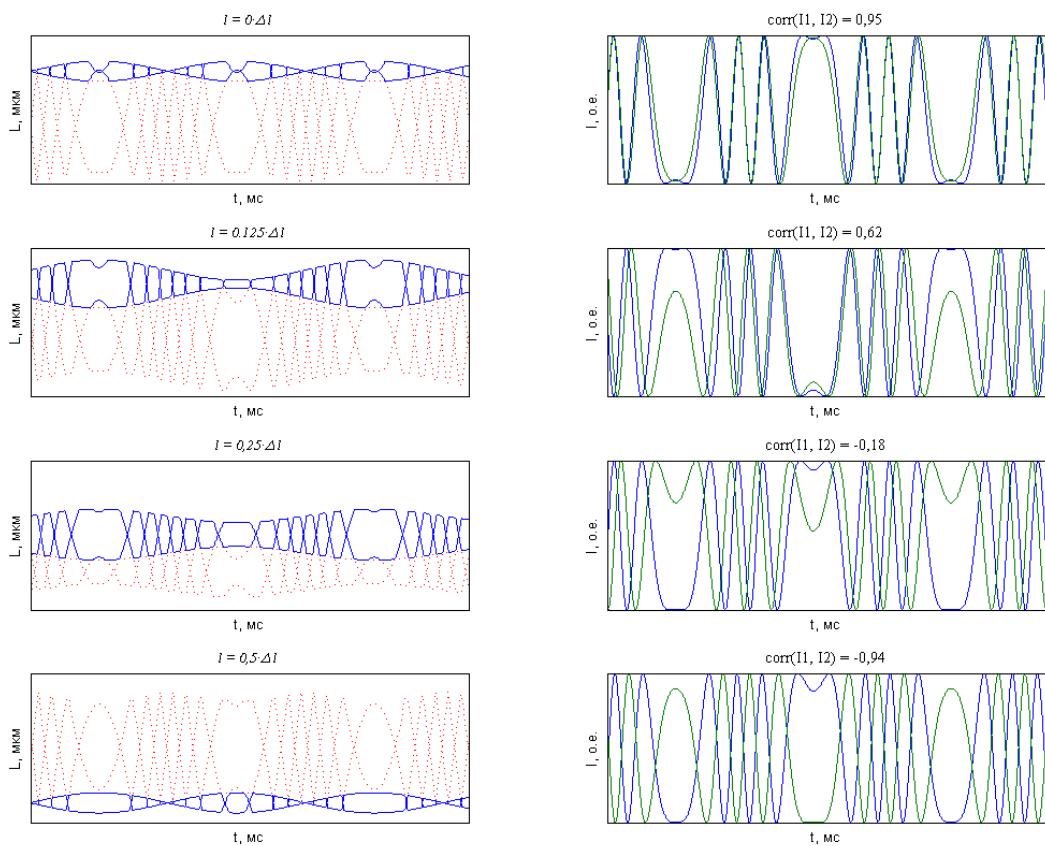


Рисунок 2.14 – Вид решений системы и исходных сигналов при разных положений ЧЭ относительно границ области однозначности

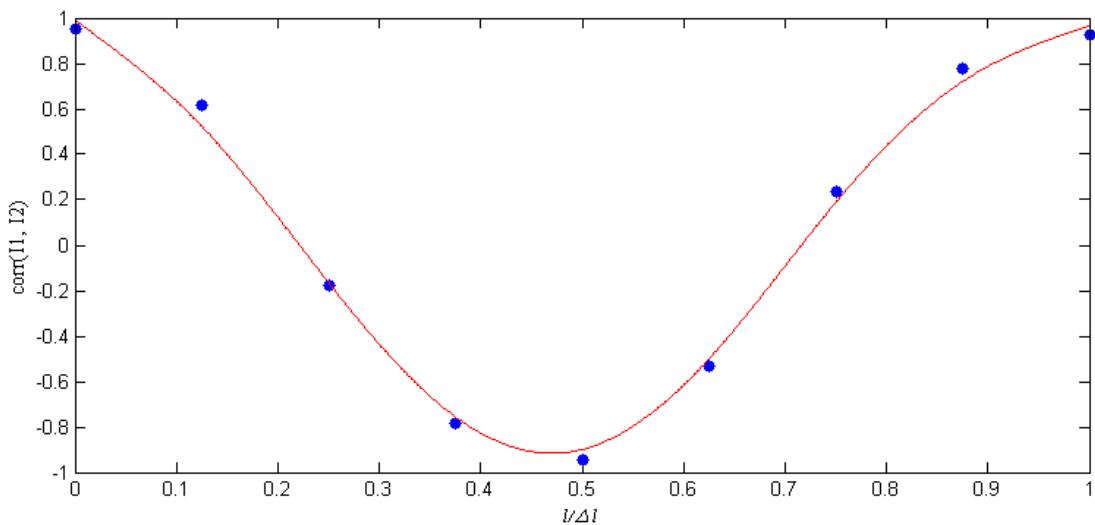


Рисунок 2.15 – Зависимости корреляции исходных сигналов от положения ЧЭ относительно границ области однозначности

$$\Delta L_{err} \sim 1 - |\text{corr}(I_1, I_2)| = 1 - \left| \frac{\sum (I_1 - \bar{I}_1)(I_2 - \bar{I}_2)}{\sqrt{\sum (I_1 - \bar{I}_1)^2 (I_2 - \bar{I}_2)^2}} \right| \quad (2.10)$$

В результате данного рассмотрения, можно сказать, что для корректной работы алгоритма восстановления исходного сигнала необходимо знать начальное положение ЧЭ в пределах области однозначности, а также максимальные амплитуды исходного сигнала, которые придётся обрабатывать, так как от этого зависит необходимый набор решений для восстановления сигнала.

2.2.4. Отбор решений

Правила и методы отбора решений зависят от конкретного случая и наилучшего результата восстановления можно добиться при использовании узко специализированного алгоритма под каждый из случаев.

В общем случае, можно выделить два варианта:

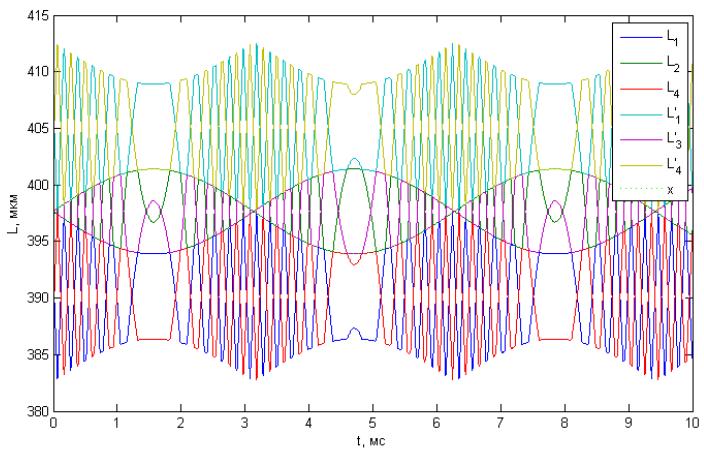
- потенциальные решения пересекаются (рис. 2.16, *a*);
- потенциальные решения не пересекаются (рис. 2.16, *б*);

Очевидно, что проводить отбор во втором случае проще и вероятность ошибки переключения будет меньше.

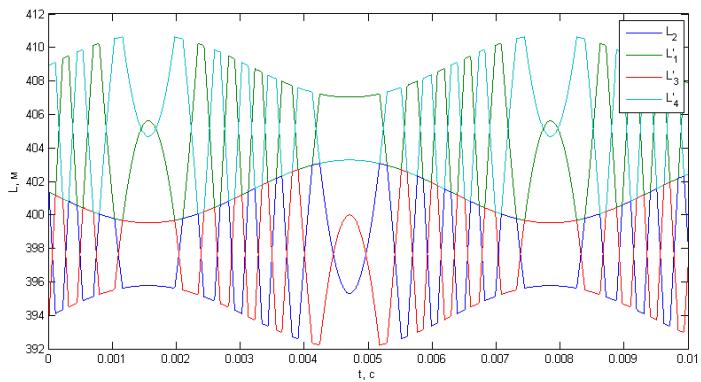
Рассмотрим алгоритм отбора решений для второго случая в модели. Правило отбора можно сформулировать как «отбор тех решений, производная n которых не превышает dn_{max} и таких, чтобы разница между L_i и L_{i-1} была минимальна».

Правильный выбор dn_{max} позволяет восстановить сигнал с помощью этого метода (рис. 2.17).

В результате данного рассмотрения можно уточнить основные узлы алгоритма восстановления сигнала (рис. 2.18).



a



б

Рисунок 2.16 – Основные возможные случаи решений, с пересекающимися потенциальными решениями (a) и не пересекающимися (б)

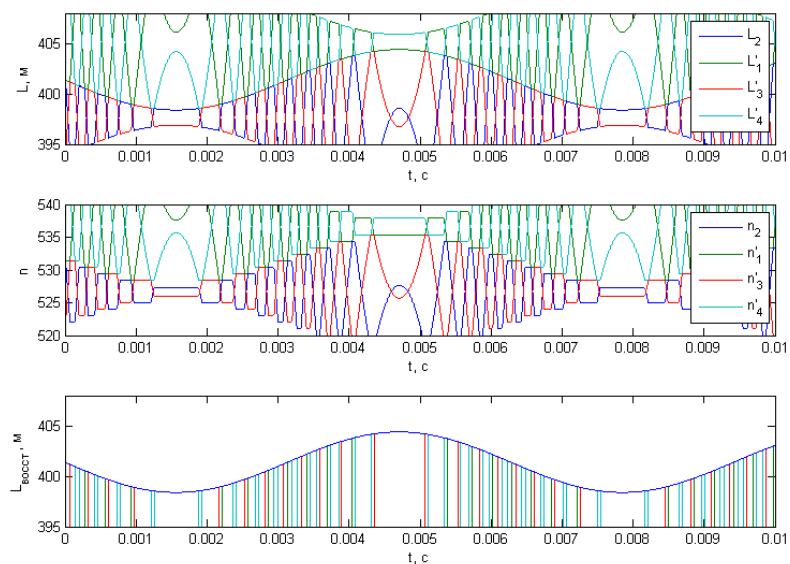


Рисунок 2.17 – Отбор решений

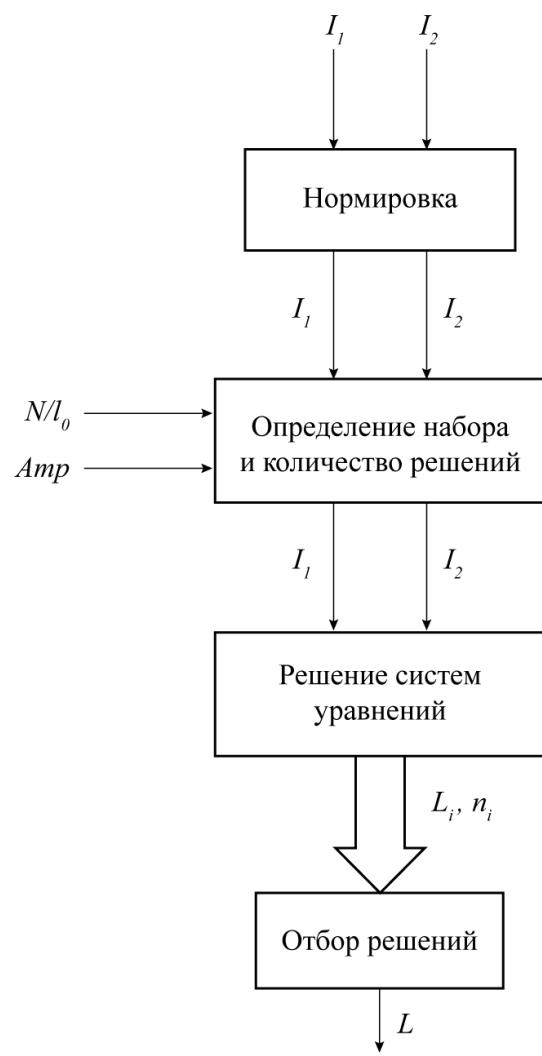


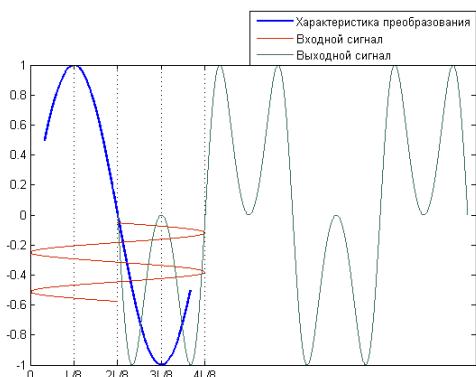
Рисунок 2.18 – Уточнённый алгоритм поиска решения

2.3. Ограничения применимости алгоритма

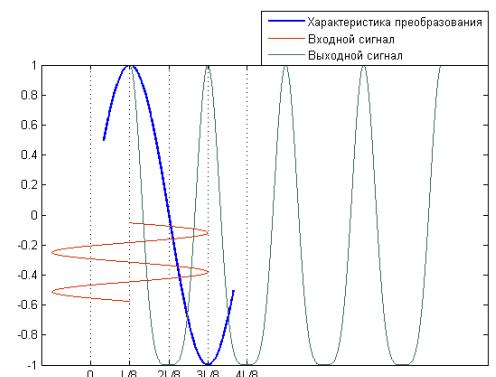
Из теоретического рассмотрения, приведённого выше, вытекает несколько ограничений на применимость данного подхода для восстановления сигнала. Рассмотрим их подробнее.

2.3.1. Ошибки нормирования при недостаточной амплитуде сигнала

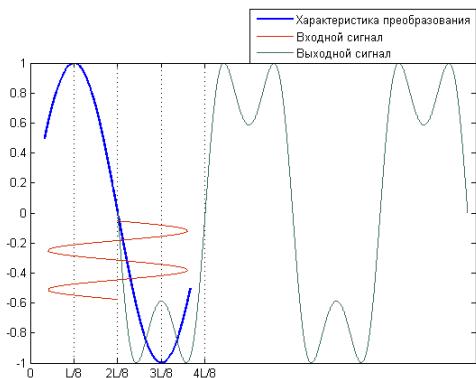
В подразделе 2.2.1 было показано, что полученные первичные данные необходимо привести к подходящему для дальнейшего решения виду, а именно, к диапазону от -1 до 1. Однако это не приведёт к ошибке только если амплитуда исходного сигнала будет не меньше чем $\frac{\lambda_{min}}{4}$, где λ_{min} — наименьшая длина волны из двух лазеров.



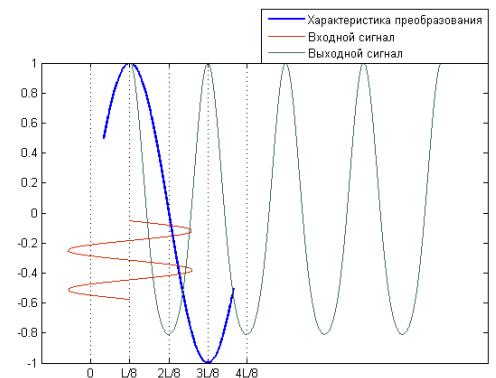
$$a. \Delta l = \frac{\lambda}{4}, A = \frac{\lambda}{4}$$



$$б. \Delta l = \frac{\lambda}{8}, A = \frac{\lambda}{4}$$



$$в. \Delta l = \frac{\lambda}{4}, A = 0.9\frac{\lambda}{4}$$



$$г. \Delta l = \frac{\lambda}{8}, A = 0.9\frac{\lambda}{4}$$

Рисунок 2.19 – Сигнал с фотоприёмника на выходе с интерферометра при разных положениях рабочей точки и значениях амплитуды исходного сигнала

Это условие гарантирует прохождение исходным сигналом минимума и максимума преобразователя.

симума интерференции вне зависимости от положения рабочей точки (рис. 2.19, *a*, *в*), тогда как при сигналах с амплитудой колебаний меньшими, чем $\frac{\lambda_{min}}{4}$, прохождение минимума или максимума интерференции зависит от положения рабочей точки и не может быть гарантировано (рис. 2.19, *б*, *г*). Совершенно очевидно, что при нормировании сигнала вида, изображённого на рис. 2.19, *г*, в результате решение даст ошибку.

На рис. 2.20 изображена ошибка, которая возникает при рассмотренном выше случае, когда исходный сигнал не достигает минимума или максимума интерференции.

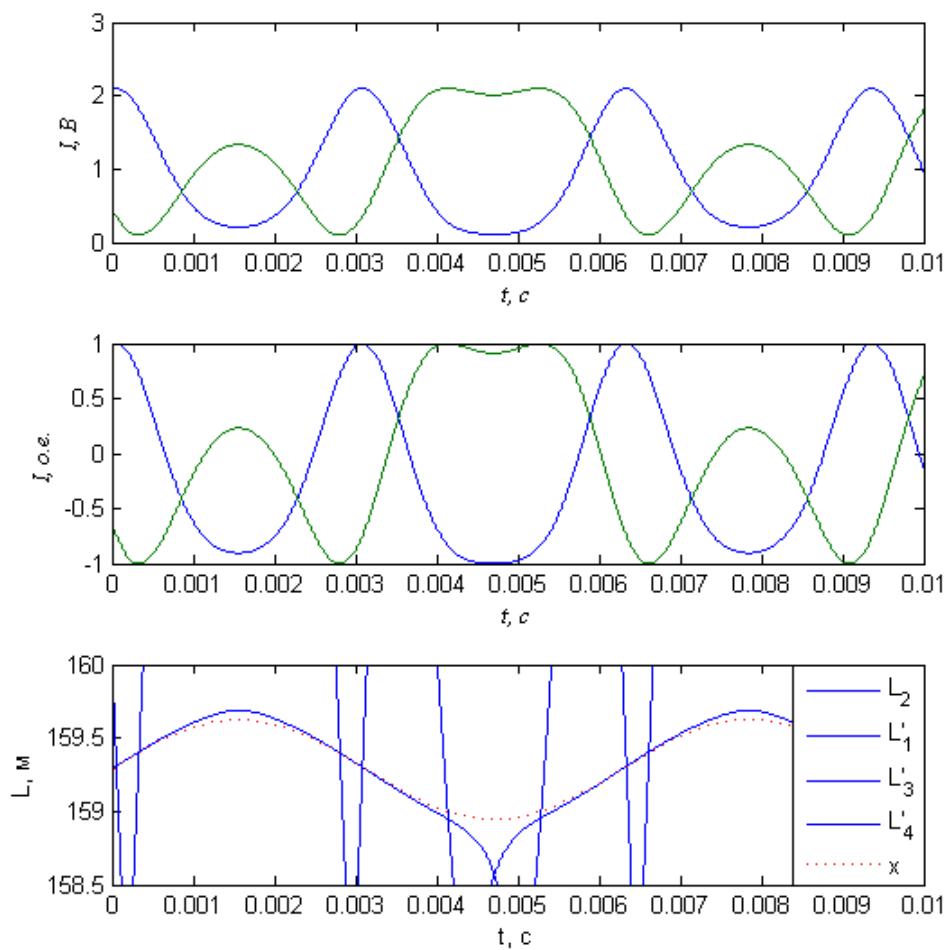


Рисунок 2.20 – Ошибка, которая возникает при нормировке сигнала недостаточной амплитуды

Так как алгоритм предполагает обработку сигнала массивами данных, для его корректной работы необходимо подобрать такой размер массива, чтобы за время

его записи исходный сигнал проходил минимум и максимум интерференции в обоих каналах, либо использовать иные подходы, способствующие минимизации ошибки нормировки. Кроме того, перед использованием можно откалибровать систему, подав сигнал, приводящий к перемодуляции, что позволит зафиксировать значения максимума и минимума интерферограммы для дальнейшей нормировки сигнала.

2.3.2. Ошибки нормирования из-за дрейфа параметров системы

В реальных системах некоторые параметры системы могут изменяться со временем под воздействием температуры, незначительных изменений геометрических параметров конструкции и иных факторов. Это приводит к ошибкам нормирования и, как следствие, решения. Такими параметрами могут быть, например, размах интерференционной картины или постоянная составляющая сигнала.

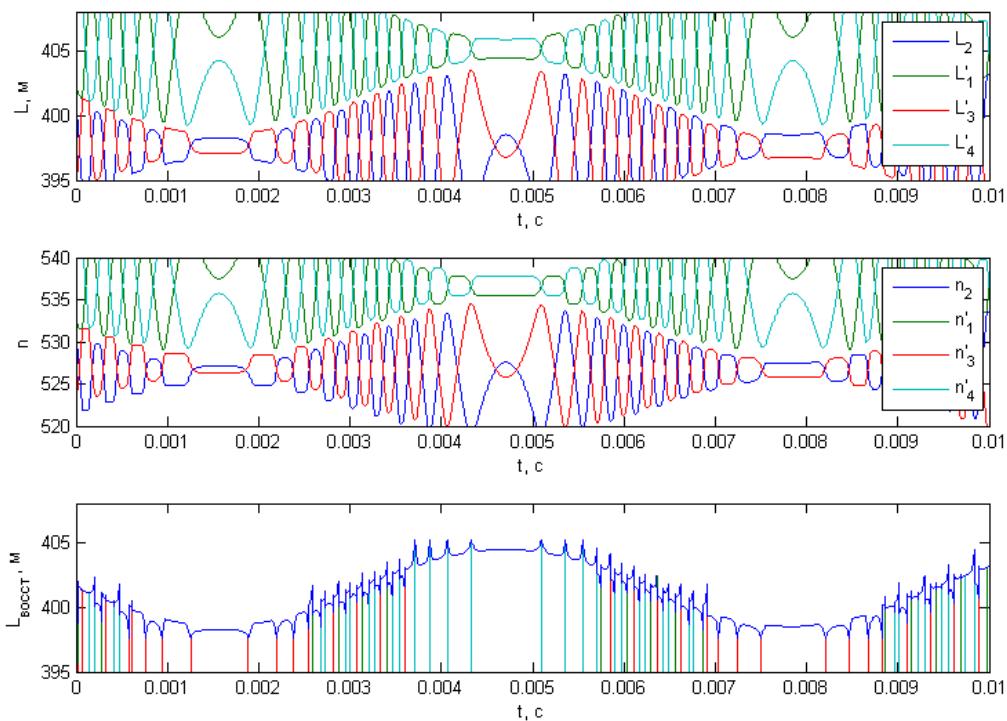


Рисунок 2.21 – Вид решений и восстановленного сигнала при изменении постоянной составляющей на 10% от размаха интерференционной картины.

На рис. 2.21 изображен результат решения и восстановленный сигнал при изменении постоянной составляющей за время записи на 10% от размаха интегральной картины.

2.3.3. Диапазон перемещений и положение чувствительного элемента

Как было показано в 2.2.3, от амплитуды исходного сигнала относительно размера области однозначности и положения ЧЭ внутри неё зависит количество решений, которых достаточно для восстановления исходного сигнала. Там же было показано, что наименьшее количество решений достигается в том случае, когда перемещения ЧЭ не выходят за границы одной из половин области однозначности (рис. 2.22).

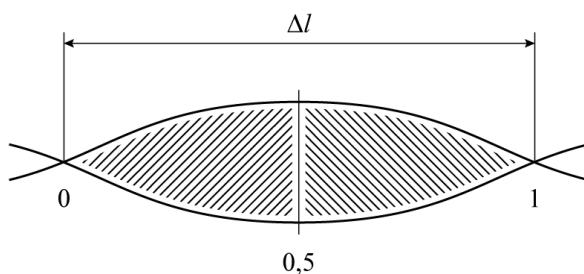


Рисунок 2.22 – Наименее оптимальные области для колебаний ЧЭ

Теоретически, с помощью данного метода возможно восстановление сигнала при любом положении ЧЭ в пределах области однозначности и при любой его амплитуде, если она больше $\frac{\lambda}{4}$, только это приведёт к необходимости введения в систему дополнительных решений, их обработке и выбора из них. Это, естественно, приводит к усложнению алгоритма обработки и повышению вероятности ошибки.

Так что, наилучшим решением с точки зрения устойчивости и простоты алгоритма представляется создание такой системы, в которой перемещения ЧЭ не выходили бы за пределы областей, обозначенных на рис. 2.22, что избавляет от разрешения неоднозначности при выборе пересекающихся решений. При этом, чем ближе ЧЭ будет находиться к границе обозначенных областей, тем мень-

шую ошибку можно получить при использовании двух решений вместо четырёх. Однако, тем меньшим будет и диапазон перемещений, который можно восстановить.

2.4. Требования к аппаратной части для реализации метода

Проведенные в предыдущих разделах теоретические исследования модели позволяют сформулировать требования к аппаратной части, которые необходимо учесть при разработке реального устройства для восстановления сигнала с интерферометрического ВОД, подвергнувшемуся значительным амплитуднымискажениям.

2.4.1. Синхронность записи сигнала

Рассматриваемая модель предполагает работу с данными, полученными синхронно с каждого из каналов. Незначительная асинхронность считывания данных (рис. 2.23) неизбежно приведёт к ошибке (рис. 2.24), пропорционально увеличивающейся с ростом частоты сигнала на фотоприёмнике и временной задержки считывания данных. На рис. 2.24 изображены решения и восстановленный сигнал при задержке записи в 50 мкс для сигнала, показанного на рис. 2.17.

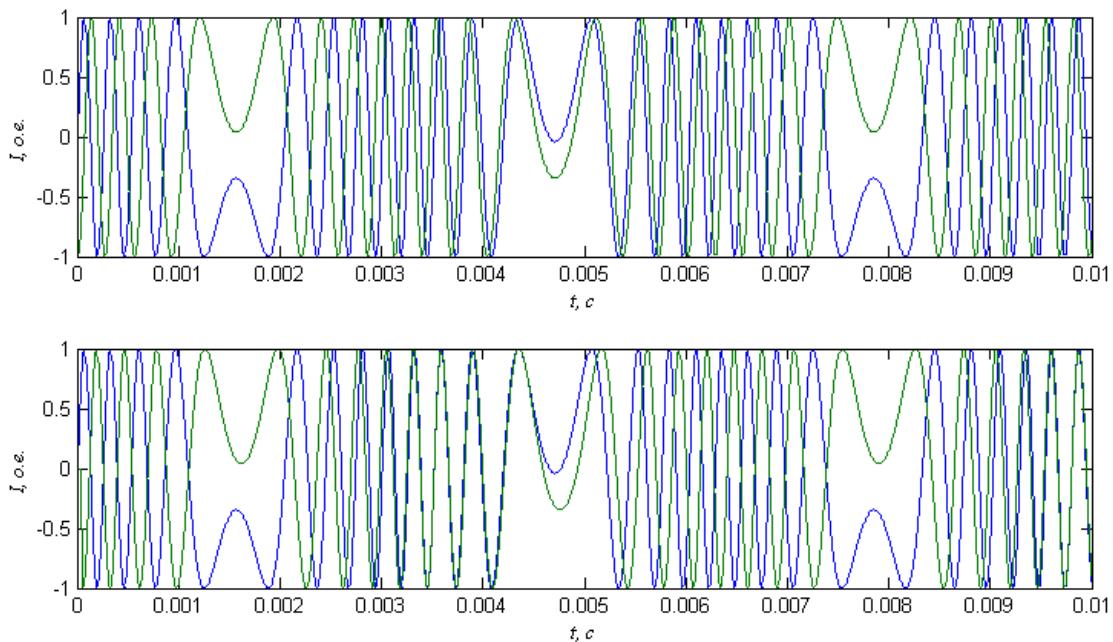


Рисунок 2.23 – Задержка записи между каналами 50 мкс

Для избавления от подобного рода ошибок можно использовать программи-

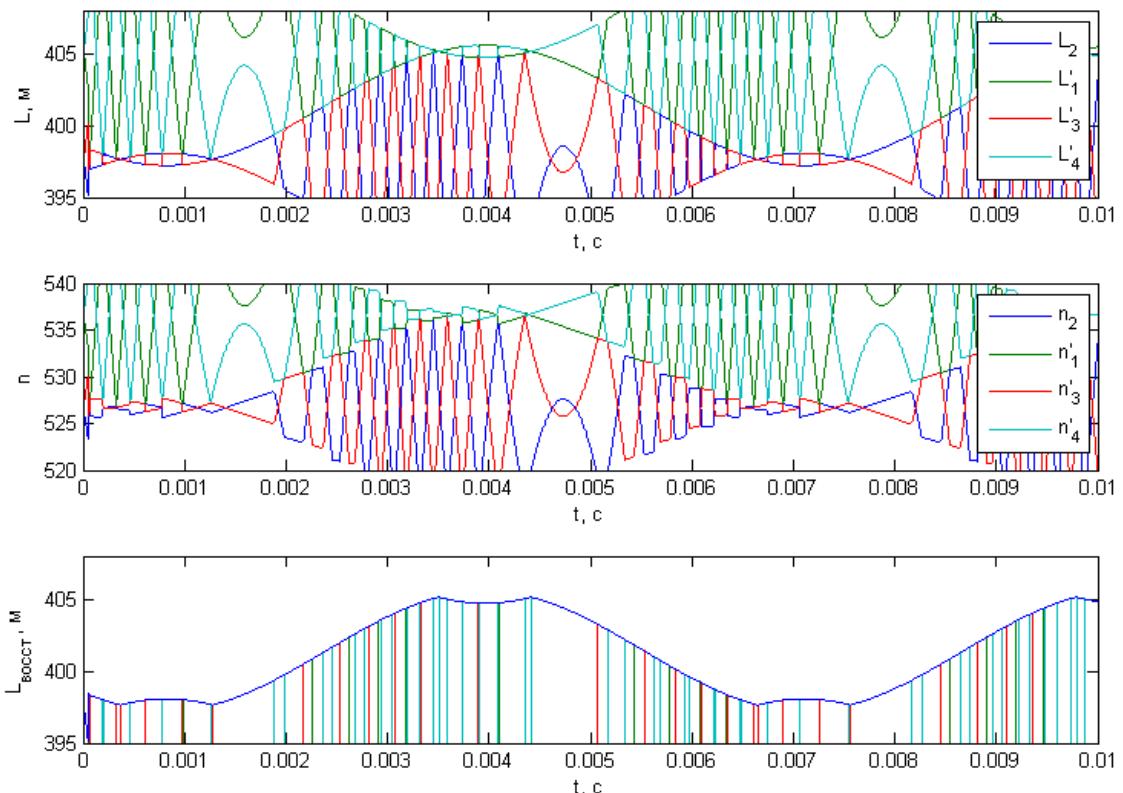


Рисунок 2.24 – Ошибка в решении, к которой приводит задержка записи между каналами в 50 мкс при частоте исходного сигнала 1 кГц

руемые логические интегральные схемы (ПЛИС) для параллельной записи сигнала с АЦП и накопления данных для последующей последовательной передачи на устройство обработки сигнала, если она происходит не на ПЛИС. Однако, если за время записи уровень сигнала не меняется, то можно использовать и последовательную схему записи без использования ПЛИС.

2.4.2. Идентичность трактов обработки

После появления сигнала на фотоприёмнике он проходит первичную обработку через усилители и фильтры низких частот до того, как его можно будет оцифровать на АЦП. Данный тракт обработки для каждого канала должен быть максимально идентичен, чтобы избежать появление дополнительных ошибок. Пассивные элементы цепи следует подбирать из ряда с минимально возможным допуском погрешности.

2.4.3. Частотные требования

Как было сказано в 2.4.2, в тракте обработки существуют фильтры нижних частот — для минимизации высокочастотных шумов, присутствующих в сигнале. Однако, при его расчёте следует учесть тот факт, что в интерферометре Фабри-Перо при перемодуляции частота результирующего сигнала увеличивается пропорционально амплитуде входного сигнала (рис. 2.25).

Также, это явление следует учесть при выборе АЦП, с помощью которого будет производиться оцифровывание сигнала. Так как частота дискретизации, согласно теореме Котельникова, должна в два раза превышать частоту исходного сигнала, то в данном методе при выборе частоты дискретизации необходимо учитывать не только частоту исходного сигнала, но и максимальную амплитуду колебаний. А она, как известно, также зависит от АЧХ чувствительного элемента и в определённом диапазоне частот до резонанса при постоянной мощности сигнала, но с увеличением его частоты, будет увеличиваться и амплитуда колебаний и, как следствие, перемодуляция с появлением дополнительных гармоник в высокочастотной области спектра.

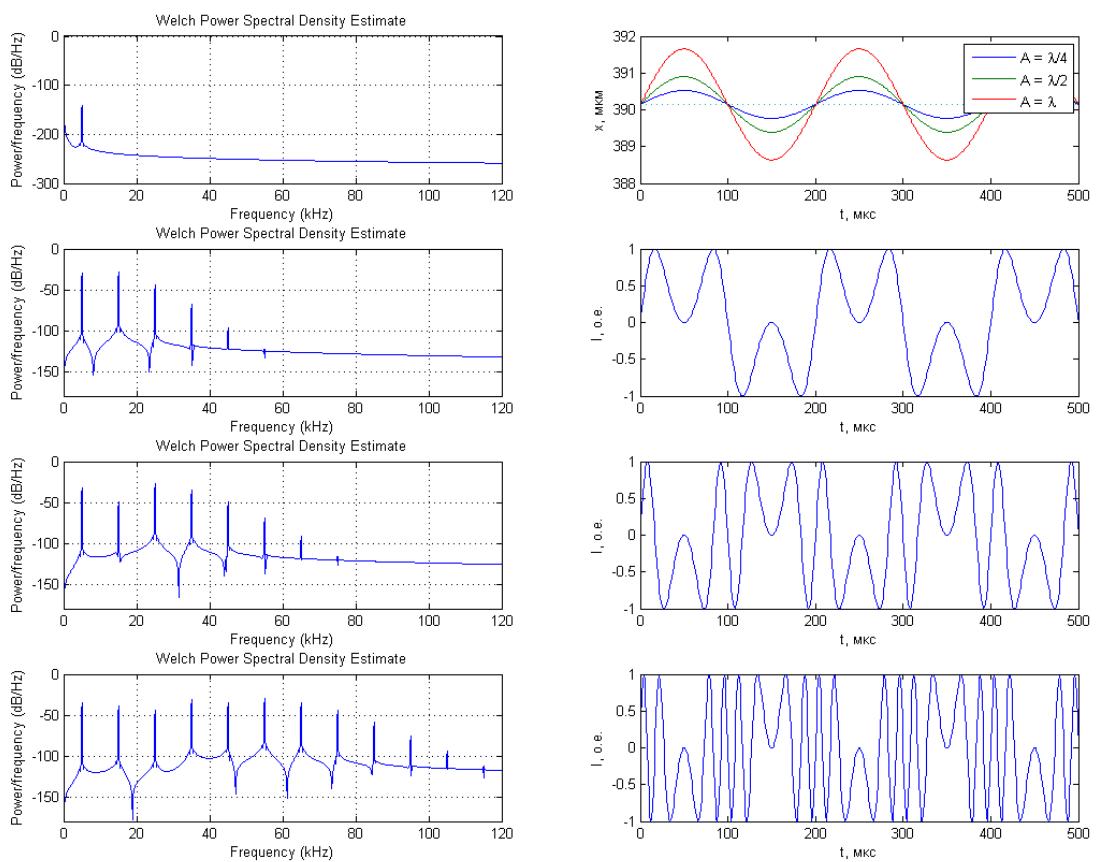


Рисунок 2.25 – Выходной сигнал интерферометра и его спектр при разных амплитудах исходного сигнала с частотой 5 кГц

Глава 3

Приборная реализация устройства

В рамках данной главы будет рассмотрен экспериментальный макет, разработанный для апробирования многоволнового метода восстановления сигнала с интерферометрического ВОД.

3.1. Структурная схема

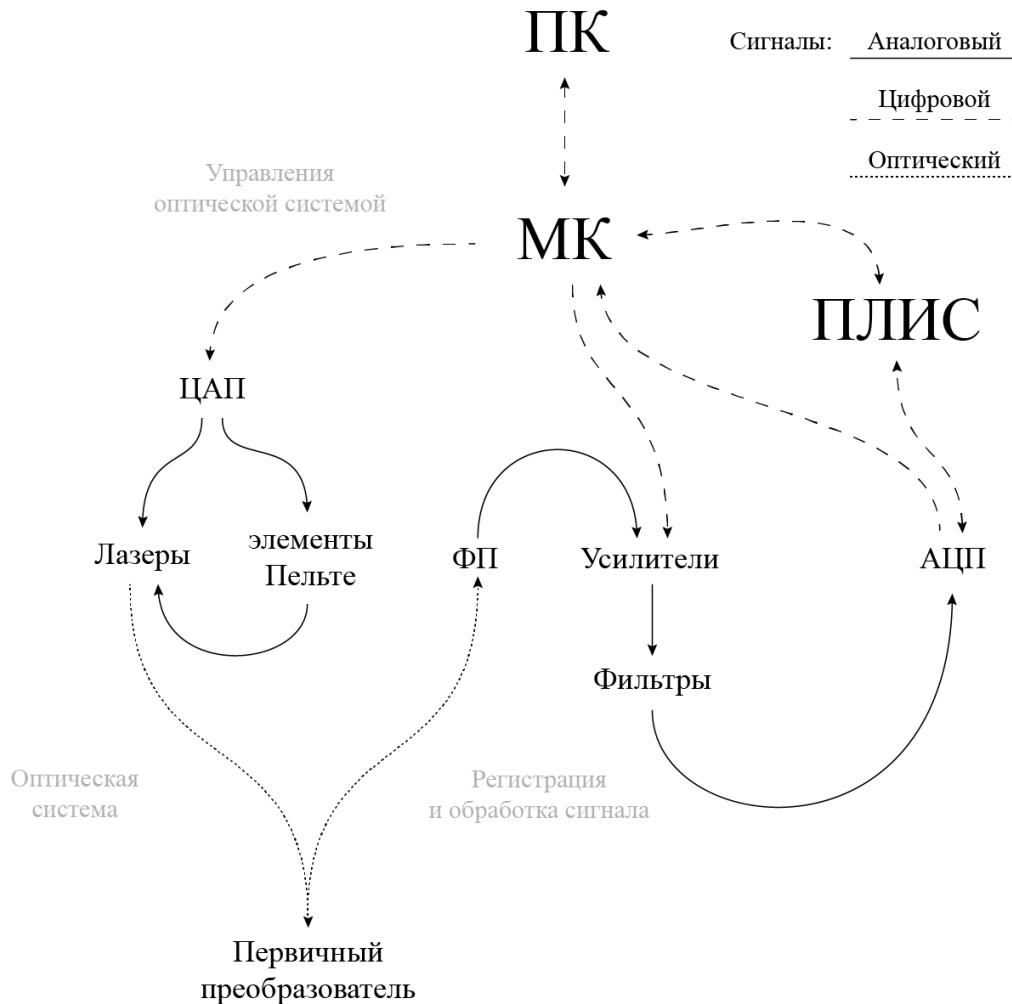


Рисунок 3.1 – Структурная схема экспериментального макета.

МК — микроконтроллер, ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема, ПК — персональный компьютер, ФП — фотоприёмники

На рис. 3.1 представлена структурная схема собранного экспериментального макета.

3.2. Описание работы основных узлов

Основным элементом первичного преобразователя (ПП) является чувствительная мембрана, расположенная на некотором расстоянии от торца одномодового оптического волокна. При колебаниях мембранны изменяется фаза излучения, отраженного от зеркальной поверхности мембранны. Излучение, отраженное от мембранны интерферирует с отраженным от торца оптоволокна. В результате интерференции результирующее излучение, распространяющееся в оптоволокне по направлению к фотодиоду, оказывается промодулировано по амплитуде и фазе в соответствии с колебаниями мембранны. Модуляция интенсивности отраженного сигнала детектируется в фотодиоде, образуя в результате полезный электрический сигнал, пропорциональный смещениям мембранны.

Оптическую систему составляет четыре пары лазер-фотоприёмник, а также волоконнооптические мультиплексор и демультиплексор.

Система управления состоит из программируемого микроконтроллера (МК) на базе микросхемы LPC1788 фирмы NXP, реализующего управление, сбор данных с АЦП и ПЛИС и интерфейс обмена данными с персональным компьютером (ПК), аналого-цифровые преобразователи (АЦП), оцифровывающие и передающие на МК данные о токе лазерных диодов и их температурах, мощностях лазерного излучения с фотоприёмников и размахе сигнала.

Кроме того, в состав управляющей системы входит цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), который выполняет две функции. Во-первых, управление током лазера. На ЦАП поступает цифровой сигнал с МК, задающий ток лазера в мА, затем, в результате цифро-аналогового преобразования, на выходе ЦАП устанавливается напряжение определённого уровня. Далее, преобразователь «ток-напряжение» задаёт соответствующий ток лазера. Во-вторых, аналогичным обра-

зом, происходит преобразование управляющего цифрового сигнала в ток на элементе Пельтье.

ПЛИС служит для параллельной синхронной записи сигналов с фотоприёмников посредством набора АЦП, управляемых ей же. Данные записываются в буфер и последовательно по 16-битной шине передаются на МК, где также записываются в буфер и передаются по Ethernet-кабелю на ПК.

Персональный компьютер используется для записи данных и обработки с помощью алгоритма для восстановления сигнала.

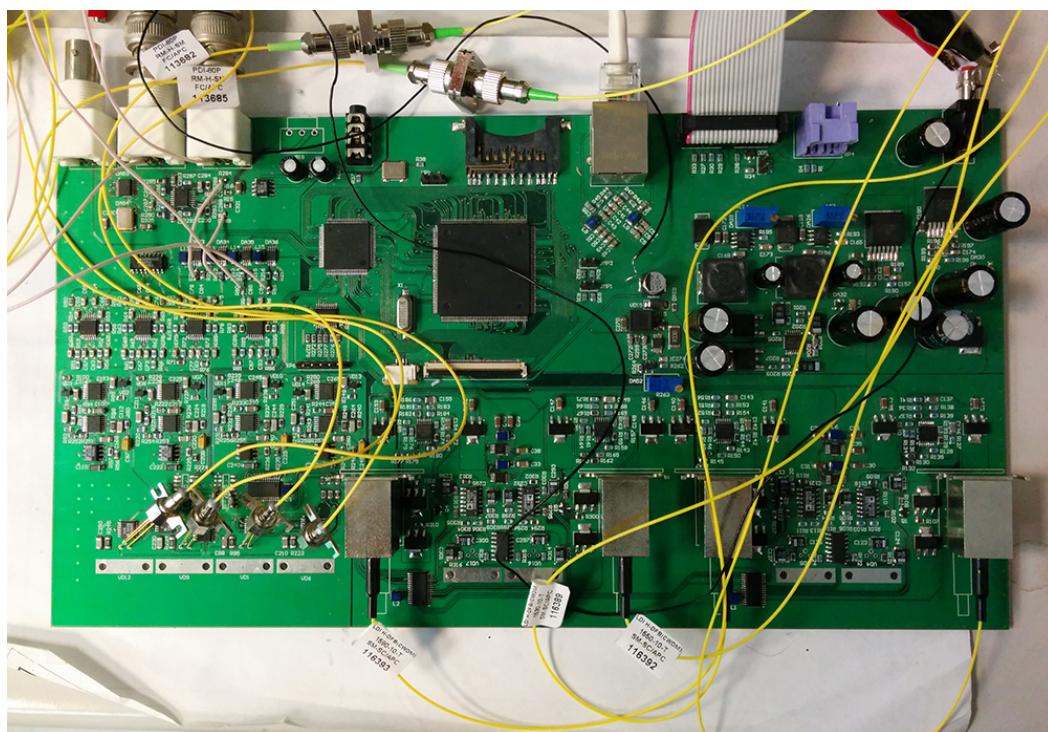


Рисунок 3.2 – Фотография управляющей платы экспериментального макета

3.3. Описание используемых компонентов

Как было показано в 2.4, алгоритм предъявляет достаточно строгие требования к аппаратной части для корректной работы и получения удовлетворительного результата. Следует учесть, что экспериментальный макет проектировался с целью демонстрации принципиальной возможности работы метода, а не для реального использования.

Рассмотрим, насколько соответствует макетная плата заданным условиям.

3.3.1. Микропроцессор

Используемый в макете микроконтроллер NXP LPC1788 обладает следующими характеристиками:

- 32-битная ARM архитектура (ARM — Advanced RISC Machine, усовершенствованная RISC-машина (RISC — restricted (reduced) instruction set computer — компьютер с сокращённым набором команд))
- Тактовая частота работы до 120 МГц
- Встроенный контроллер вложенных векторных прерываний (NVIC)
- Ethernet-контроллер
- Три SSP контроллера для взаимодействия с периферийными устройствами (SSP — Synchronous Serial Port, синхронный последовательный порт)
- До 165 портов ввода-вывода общего назначения
- 512 кБ встроенной программируемой флэш-памяти
- 94 кБ SRAM памяти (SRAM — static random access memory, память с произвольным доступом)
- Стандартный JTAG интерфейс для отладки

Приведённые выше характеристики и возможности микроконтроллера упрощают разработку и позволяют реализовать весь запланированный функционал должным образом. А именно: обмен данными с персональным компьютером по Ethernet (передача собранных данных и обработка управляемых команд с ПК), взаимодействие с периферией — ЦАП, управляющими током лазера, током Пельтье и усилением сигнала с фотоприёмника, АЦП, оцифровывающие вспомогательные сигналы, такие как среднее и минимальное-максимальное значение сигнала для каждого канала, текущий ток лазеров, ток элементов Пельтье и температура лазеров. Кроме того, МК производит получение данных от ПЛИС.

3.3.2. ПЛИС

В данном макете была использована ПЛИС компании Xilinx серии Spartan-3E — XC3S250E-4VQG100C.

- 250000 логических вентилей
- 5508 эквивалентных логических ячеек
- 38 кБ распределённой оперативной памяти (Dedicated RAM)
- 216 кБ блочной оперативной памяти (Block RAM)
- 172 порта ввода-вывода
- Тактовая частота до 300 МГц

Данной конфигурации достаточно для реализации синхронного считывания данных с четырёх АЦП и последующей передачи их на микроконтроллер.

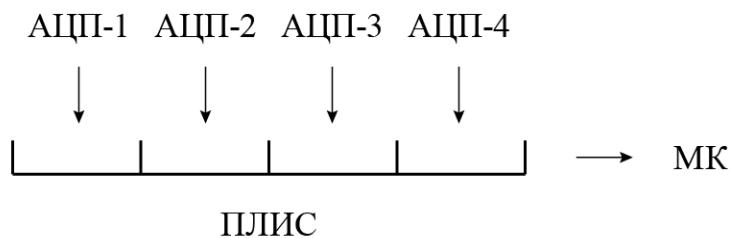


Рисунок 3.3 – Условная схема работы ПЛИС в системе сбора данных с фотоприёмников

3.3.3. АЦП

Для оцифровывания сигналов с фотоприёмников, прошедших тракт обработки — усилителей и фильтров — используются АЦП компании Texas Instruments ADS8320.

- Максимальная частота дискретизации 100 кГц
- Разрядность — 16 бит
- Последовательный интерфейс передачи данных

Данные АЦП обладают хорошим разрешением (65536 уровней), однако, согласно 2.4.3, частоты дискретизации 100 кГц достаточно для оцифровки сигнала с исходной частотой не более единиц килогерц, при их значительном амплитудном искажении. Впрочем, этого вполне достаточно для записи пробного низкочастотного сигнала с целью демонстрации принципиальной возможности работы алгоритма восстановления сигнала.

3.3.4. Оптическая система

В экспериментальном макете установлено 4 лазерных модуля, состоящих из твердотельного лазера с распределённой обратной связью (РОС-лазер, distributed feedback laser, DFB laser) и элемента Пельтье для температурной подстройки длины волны. Длины волн лазеров соответствуют длинам волн волоконно-оптического мультиплексора и демультиплексора — 1510, 1530, 1550 и 1590 нм.

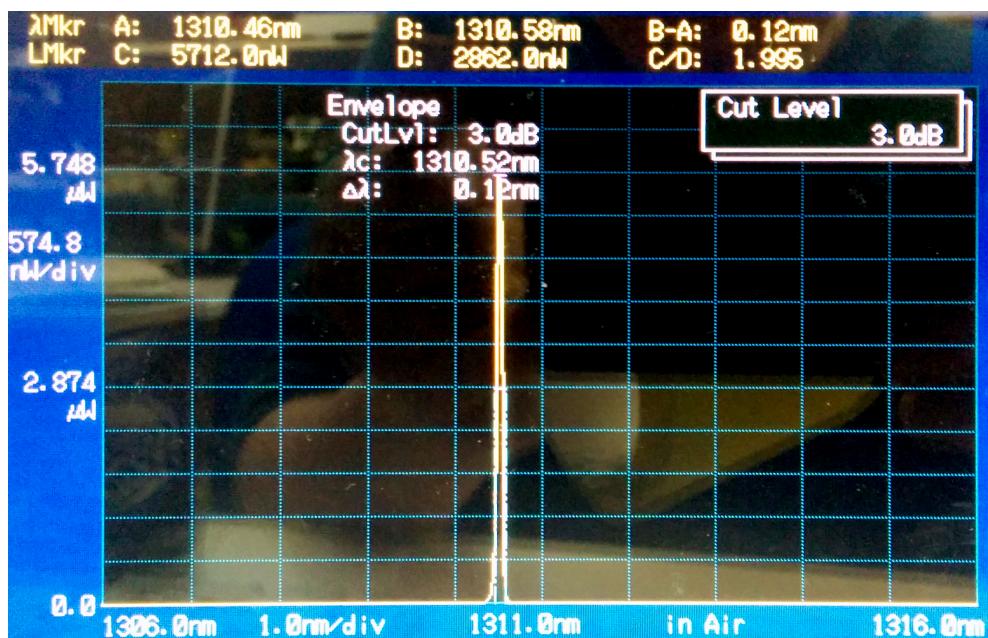


Рисунок 3.4 – Вид спектра одного из лазерных диодов, используемых в экспериментальном макете, ширина спектра 0,12 нм

Данные лазеры обладают узким спектром излучения (рис. 3.4) и возможностью температурной подстройки длины волны (примерно 0,1 нм/град). Это позволяет подстраивать положение рабочей точки каждого из используемых лазеров для получения оптимального результата.

Глава 4

Экспериментальная часть

В этой главе будут показаны результаты практического применения алгоритма восстановления сигнала, описанного в 2.2. Кроме того, он будет уточнён с тем, чтобы добиться лучших результатов на реальных сигналах.

4.1. Описание методики измерений

На рис. 4.1 изображена условная схема экспериментального стенда, на котором производились запись и восстановление реального сигнала.

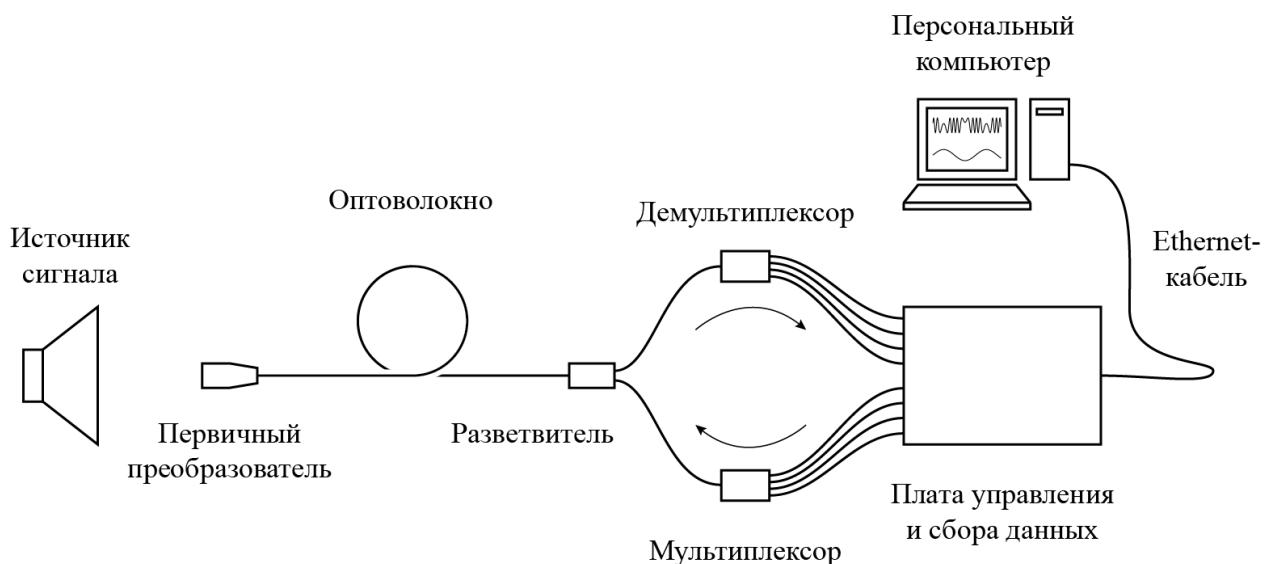


Рисунок 4.1 – Условная схема экспериментального стенда

1. Первым этапом производится включение всех элементов стенда, настройка мощности и температуры лазеров и коэффициента усиления сигнала с фотоприёмников через программу управления на персональном компьютере.
2. После включения источника сигнала при необходимости производится дополнительная настройка, направленная на получение наиболее подходящего

для обработки сигнала.

3. Далее, происходит запись сигнала и сохранение массива данных за период записи всех четырёх каналов в текстовый файл на ПК.
4. После записи, файл открывается в программе обработки, которая реализует алгоритм восстановления сигнала.

На данный момент все испытания проводились только с гармоническим сигналом и направлены на демонстрацию принципиальной возможности восстановления сигнала с помощью данного метода. Как правило, исходный сигнал находился в переделах нескольких сот герц, а амплитуда достигала длины волны лазера, то есть, размах сигнала в несколько раз превосходил размер квазилинейного участка характеристики преобразования (рис. 1.15), который ограничивает динамический диапазон в обычном интерференционном методе измерения перемещений ЧЭ.

4.2. Проведение эксперимента

4.2.1. Обработка сигнала

Исходный сигнал имеет синусоидальный вид с частотой 200 Гц. На рис. 4.2 изображена запись с 4 каналов при частоте дискретизации 100 кГц и продолжительностью 20 мс. Расстояние L_0 от торца оптоволокна до ЧЭ составляет примерно 400 мкм.

1. Согласно 2.2, сперва следует привести сигнал к нормированному виду в диапазон от -1 до 1.

Для дальнейшей обработки следует выбрать два канала. Всего, в случае 4 каналов, возможно 6 комбинаций пар $\left(C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!} \Rightarrow C_6^2 = \frac{4!}{2!(4-2)!} = 6 \right)$.

Далее следует выбрать пару сигналов, с которыми будет производиться дальнейшая обработка. Посчитаем корреляцию между сигналами для выбора наилучшей пары (табл. 4.1).

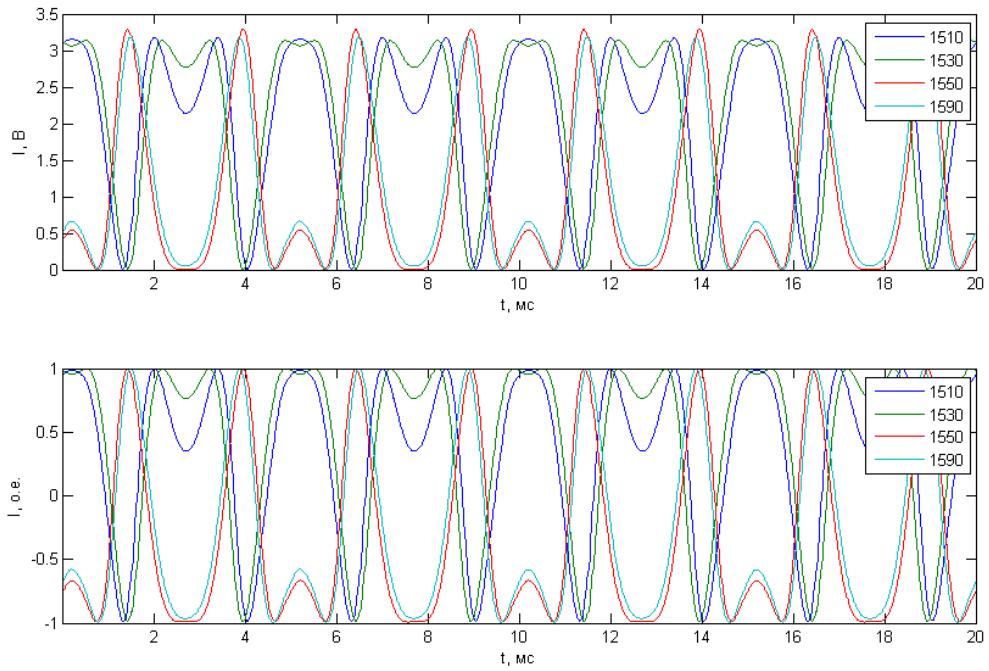


Рисунок 4.2 – Исходный сигнал и его нормирование

Таблица 4.1 – Корреляция входных сигналов

	1510	1530	1550	1590
1510	1	0,8962	-0,7231	-0,5621
1530	0,8962	1	-0,9459	-0,8630
1550	-0,7231	-0,9459	1	0,9737
1590	-0,5621	-0,8630	0,9737	1

Как видно из таблицы, каналами с наибольшей корреляцией являются каналы с длинами волн 1550 и 1590 нм. То, что их корреляция достаточно близка к 1 позволяет нам сделать вывод, что в дальнейшем при обработке можно будет оставить для выбора два решения вместо четырёх с незначительной потерей в точности. По этой причине дальнейшие расчёты будем производить с ними.

2. После составления и решения системы уравнений, получим значения L и n (рис. 4.3)

Из рис. 4.3 видно, что полученные значения L не содержат подходящих решений, а полученные n не имеют физического смысла, потому что их значение за период выбора решения должно быть целочисленным и не меняться. (рис. 2.3,

рис. 2.7).

Можно исправить данную ситуацию, если округлить значения n и пересчитать L , согласно формуле (2.3):

$$F = \left(L - \frac{\lambda_3}{2}n \right) \frac{4\pi}{\lambda_3}$$

$$L = F \frac{\lambda_3}{4\pi} + \frac{\lambda_3}{2} \text{round}(n)$$

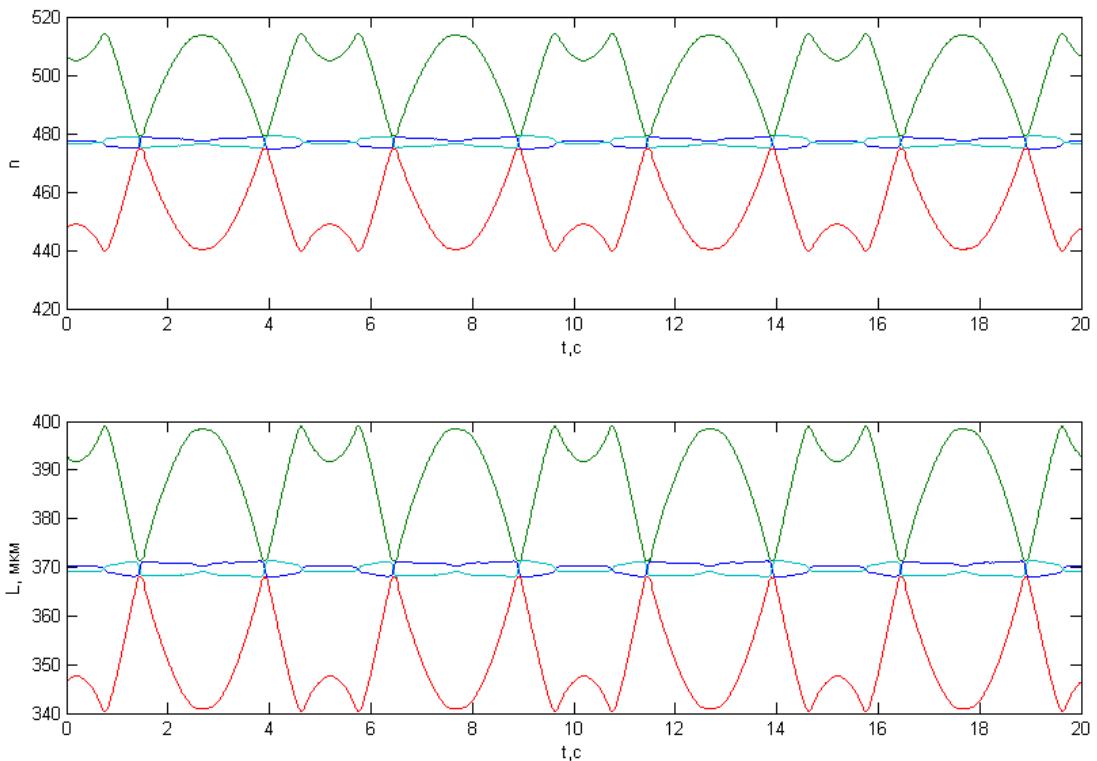


Рисунок 4.3 – n и L , полученные в результате решения системы уравнений

После пересчёта L решения становятся более корректными (рис. 4.4), однако видно, что за период выбора решений n может изменять своё значение, что противоречит поведению модели.

3. В связи с этим требуется ещё один этап обработки, задачей которого является обеспечение постоянного значения n для каждого текущего решения. Также, на рис. 4.4 видно, что исходный сигнал можно восстановить, используя два решения, как и было предположено выше.

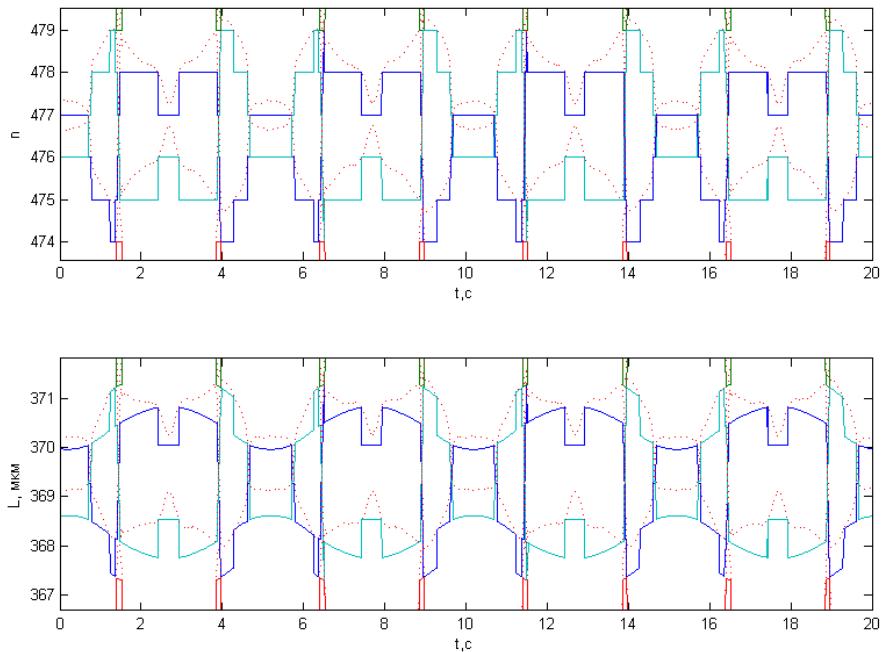


Рисунок 4.4 – L и n после округления n и пересчёта L . Пунктиром обозначены исходные значения L и n , полученные в результате решения системы уравнений

Приведение n к корректному виду происходит следующим образом:

Производится определение мест «переключения» решений для того, чтобы за период выбора одного решения n не менялось. Признаком переключения является пересечения одного решения с другим.

После определения границ переключения решений необходимо оставить единственное значение n внутри этой области. Для этого строится гистограмма n внутри данной области и выбирается значение, соответствующее максимуму гистограммы. На рис. 4.6 проиллюстрирован данный этап решения с гистограммами отклонения n от среднего по области.

В результате выравнивания n и пересчёта с его учётом L можно видеть, что качество полученных решений заметно улучшилось (рис. 4.7).

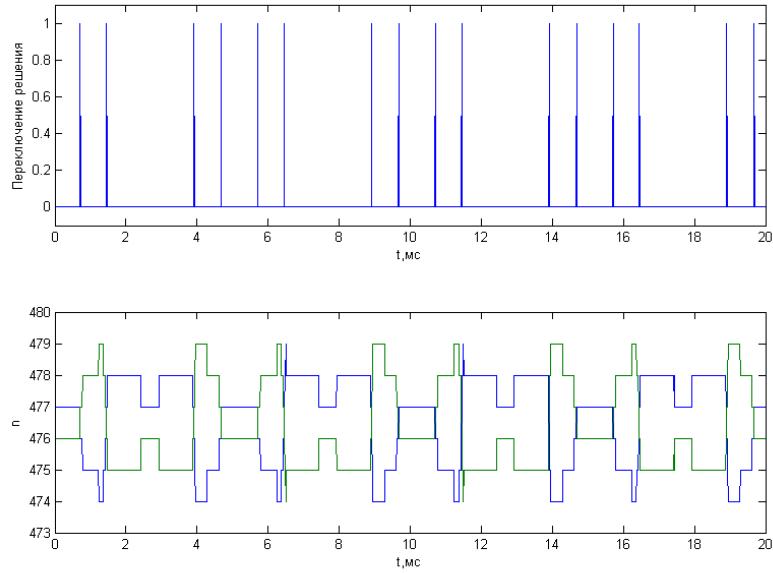


Рисунок 4.5 – Определение мест переключения решения

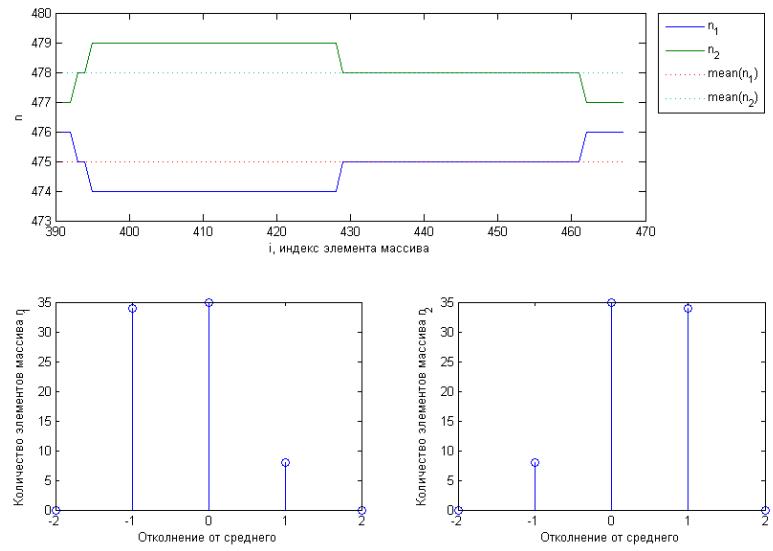


Рисунок 4.6 – Выбор n на периоде одного решения

4. Следующим этапом является окончательный отбор решений. Он производится также, как было показано в 2.2.4, в результате чего получается восстановленный сигнал (рис. 4.8). По сравнению с реальным сигналом, у восстановленного может отличаться фаза, так как нет достоверного способа обосновать выбор какого-то конкретного из двух возможных решений. Из этого также следует и то, что значение L хотя и считается, как абсолютное, таковым на деле не является.

Метод позволяет достоверно измерить только амплитуду сигнала.

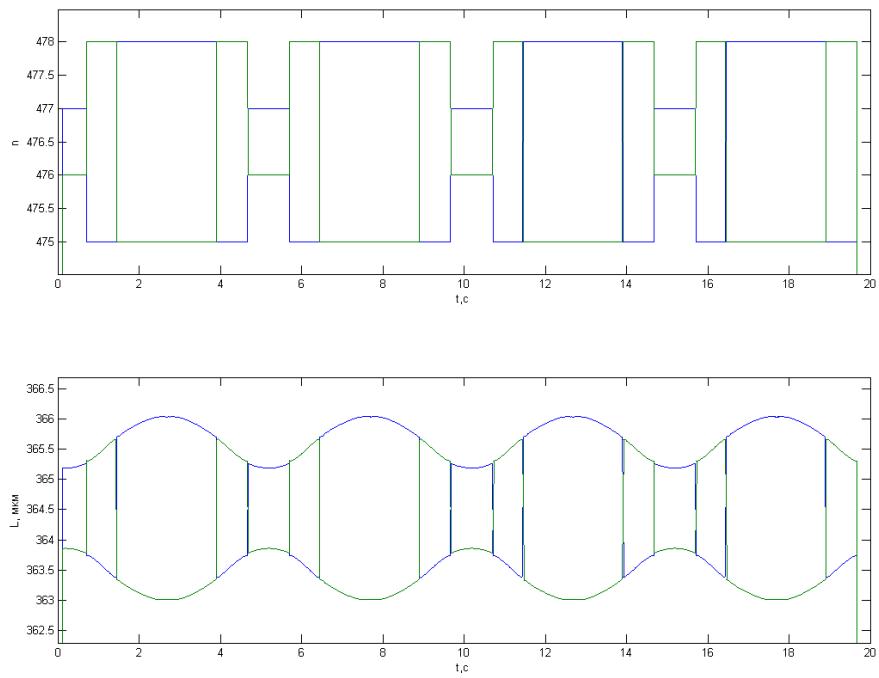


Рисунок 4.7 – L и n после выравнивания n и пересчёта L

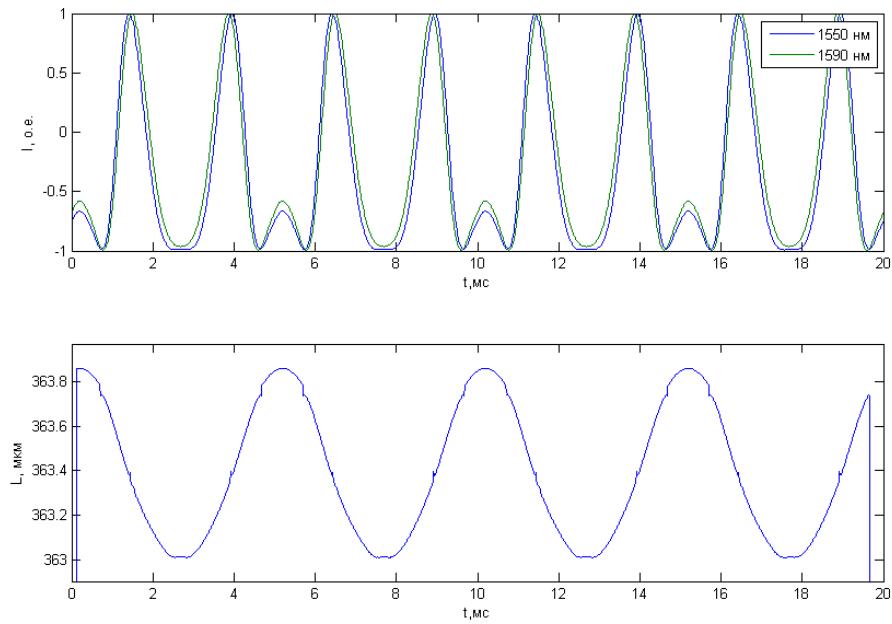


Рисунок 4.8 – Исходный сигнал и восстановленный

В общем случае, довольно распространённой является ошибка при определении n на области выбора решения. На графике это видно как резкие скачки на k_n , где $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$. Как правило, ошибка не превышает $3n$. Для уменьшения этой ошибки при переходе к каждой следующей области решения находится разница L между последней точкой предыдущей области решения и набором $L_{\Delta n}$, где $\Delta n = 0, n \pm k$. После чего находится Δn , при которой получается минимальная разница ΔL и эта Δn добавляется к дальнейшим точкам до следующего переключения решения (рис. 4.9).

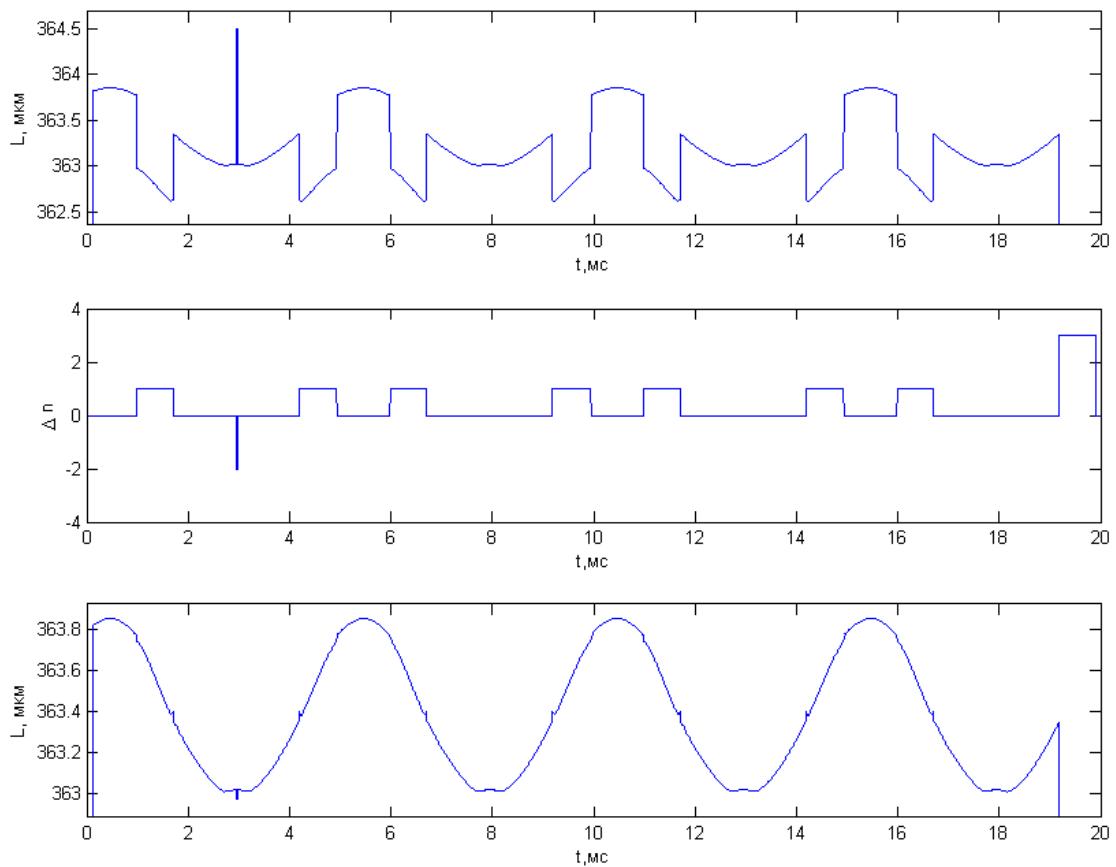


Рисунок 4.9 – Восстановленный сигнал без корректировки n , определение поправки и результирующий сигнал

Артефакты на восстановленном сигнале являются следствием того, что при восстановлении используется два решения вместо полного набора, но вклад этих ошибок незначителен и ими можно пренебречь.

Посмотрим, как изменится результат решения при выборе другой пары каналов. Как видно из рис. 4.10 величина артефактов, возникающих из-за неполного набора решений, зависит от корреляции исходных сигналов между собой (табл. 4.1).

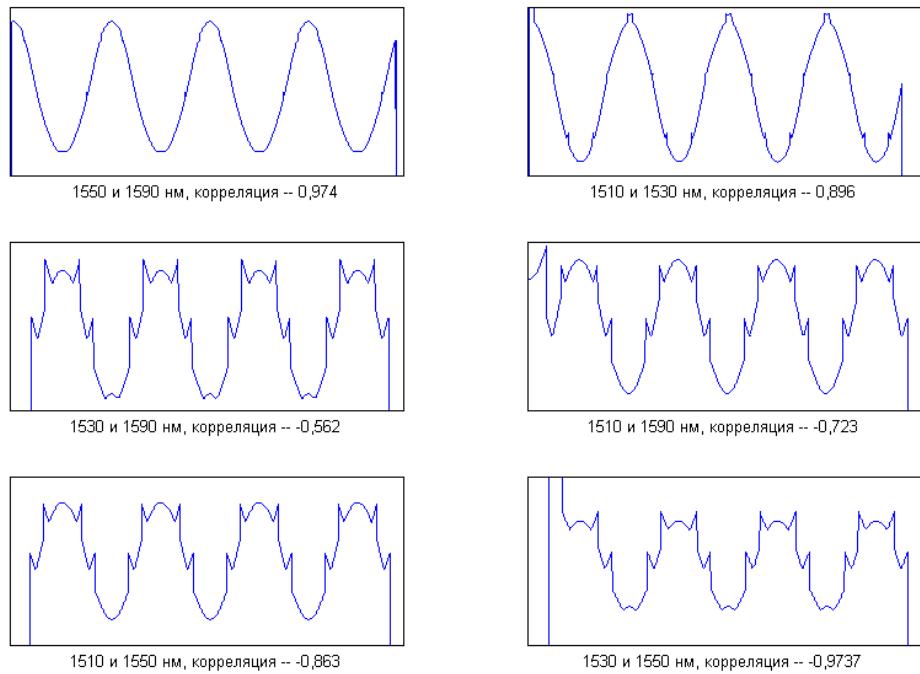


Рисунок 4.10 – Восстановление сигнала с разных каналов

В 2.2.4 и 2.3.3 было показано, что расположение ЧЭ относительно границ области однозначности влияет на вид решения. Выше был рассмотрен наиболее подходящий случай с ВОД, перемещения ЧЭ которого находились в одной из половин области однозначности. Но если взять ВОД с ЧЭ, расположенным иначе, можно получить результат с пересекающимися решениями, идентичными тем, что были представлены на рис. 2.16, б (рис. 4.11).

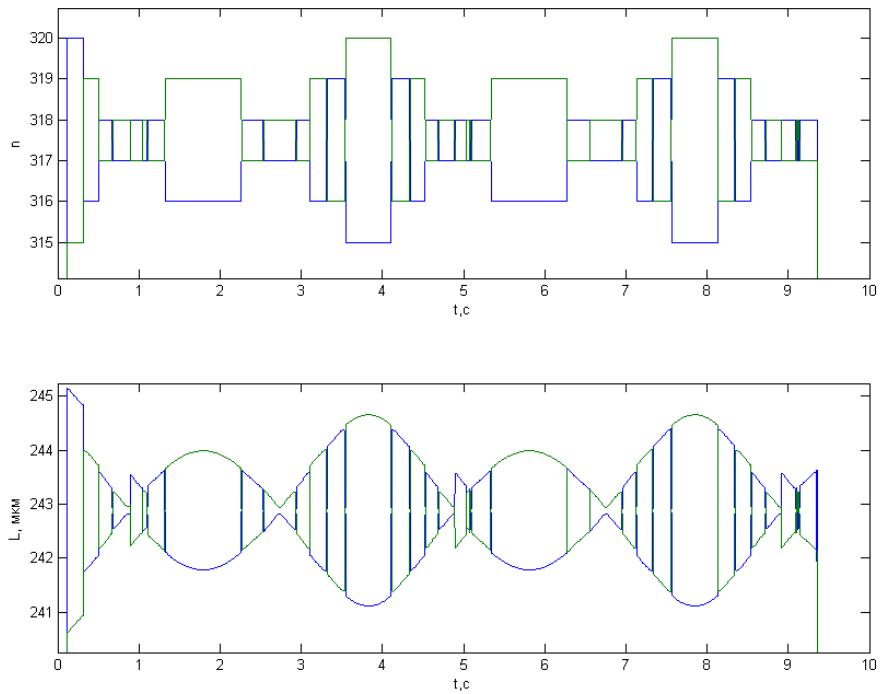


Рисунок 4.11 – L и n для случая с пересечением решений

Очевидно, что в данном случае выбрать правильные решения значительно сложнее, чем в предыдущем варианте и вероятность ошибки алгоритма заметно увеличится, так как необходимо разрешать дополнительную неоднозначность, связанную с выбором «верхнего» или «нижнего» решения. Однако, в ряде случаев, оказывается возможным восстановить исходный сигнал и при таком виде решений (рис. 4.12). Если же выбрать другую пару длин волн, то можно получить такую область однозначности, что ЧЭ окажется в нужном положении и решение примет удобный вид (рис. 4.13).

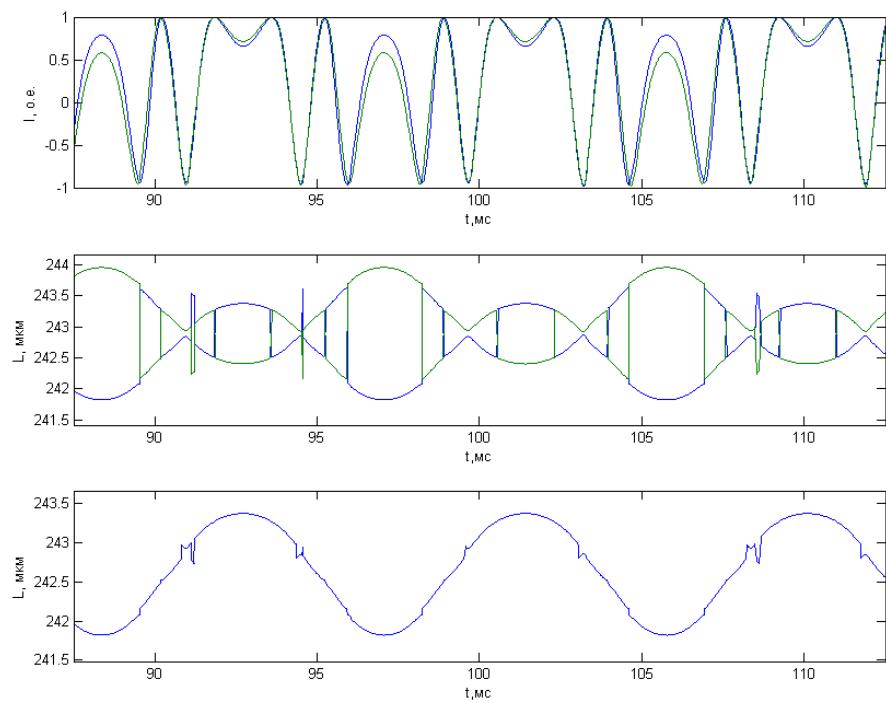


Рисунок 4.12 – Восстановление сигнала, используя каналы 1530 и 1590 нм

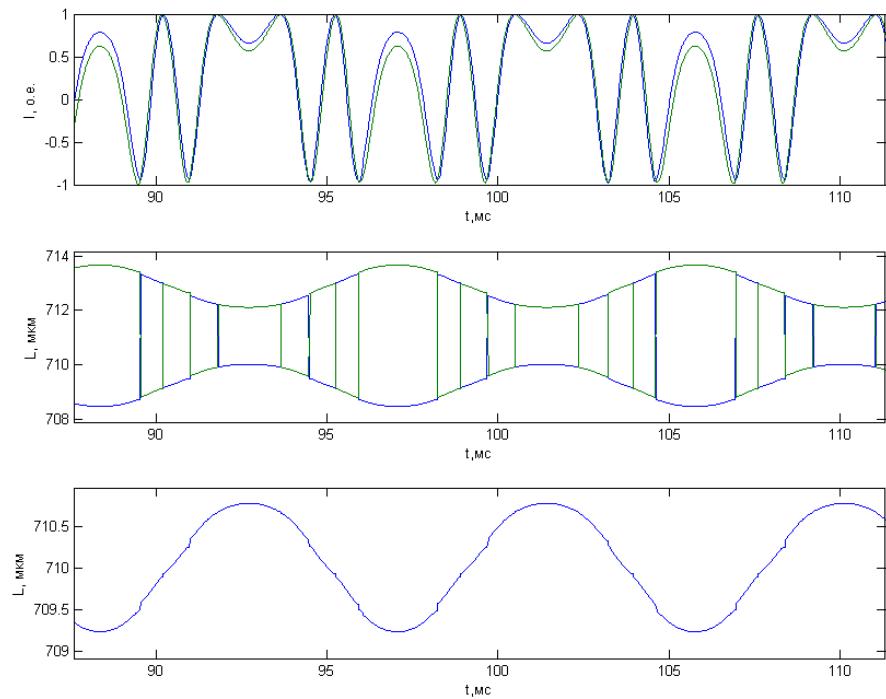


Рисунок 4.13 – Восстановление сигнала, используя каналы 1530 и 1550 нм

4.2.2. Исследование устойчивости

В этом параграфе приведены результаты измерений, проведённых с целью определения максимальной частоты сигнала, который можно восстановить с помощью данного экспериментального стенда с использованием ВОД, ЧЭ которого находится в оптимальном положении области однозначности.

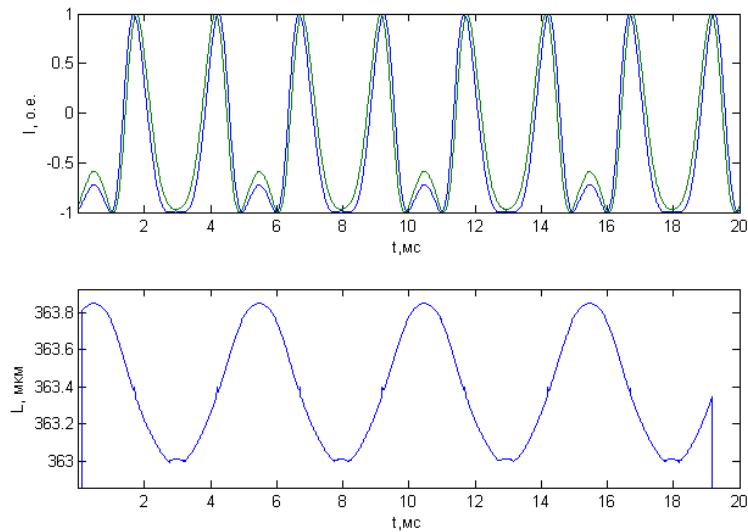


Рисунок 4.14 – Восстановление сигнала частотой 200 Гц.
Используемые каналы: 1550 и 1590 нм

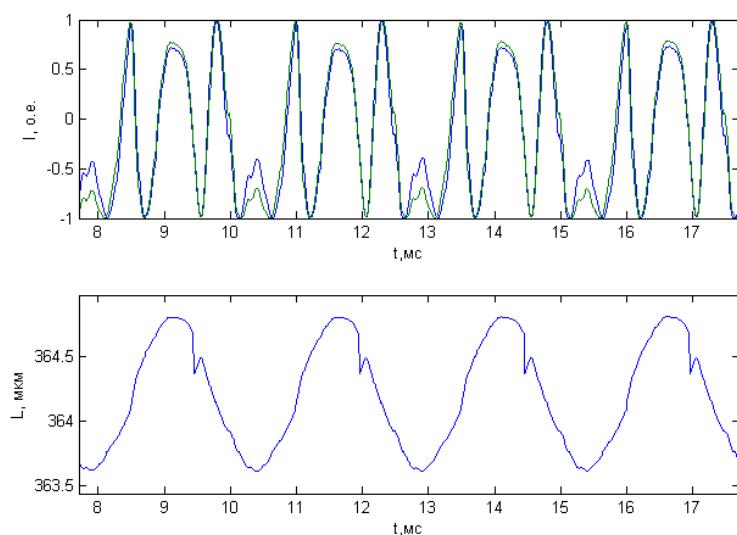


Рисунок 4.15 – Восстановление сигнала частотой 400 Гц.
Используемые каналы: 1550 и 1590 нм

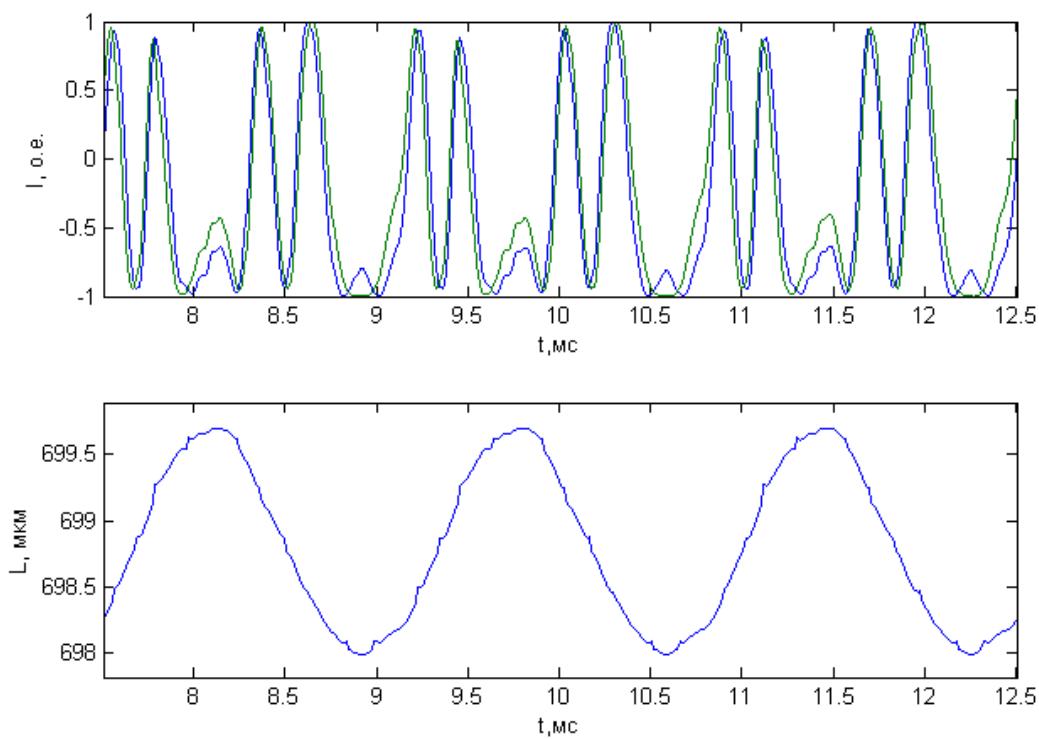


Рисунок 4.16 – Восстановление сигнала частотой 600 Гц.
Используемые каналы: 1510 и 1530 нм

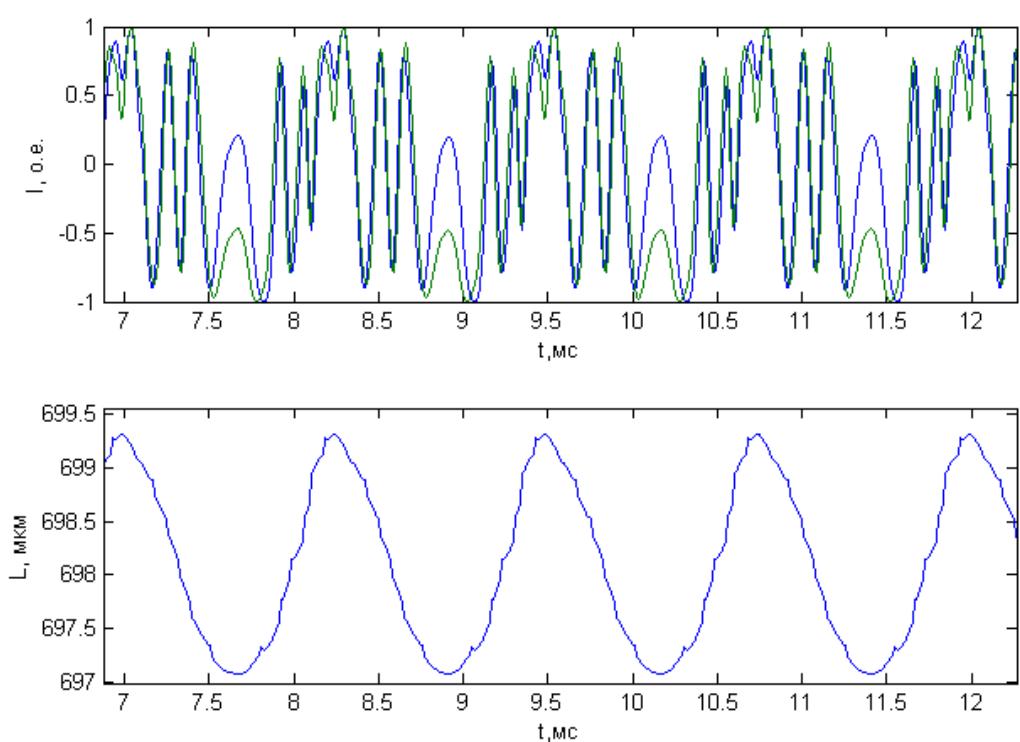


Рисунок 4.17 – Восстановление сигнала частотой 800 Гц.
Используемые каналы: 1510 и 1530 нм

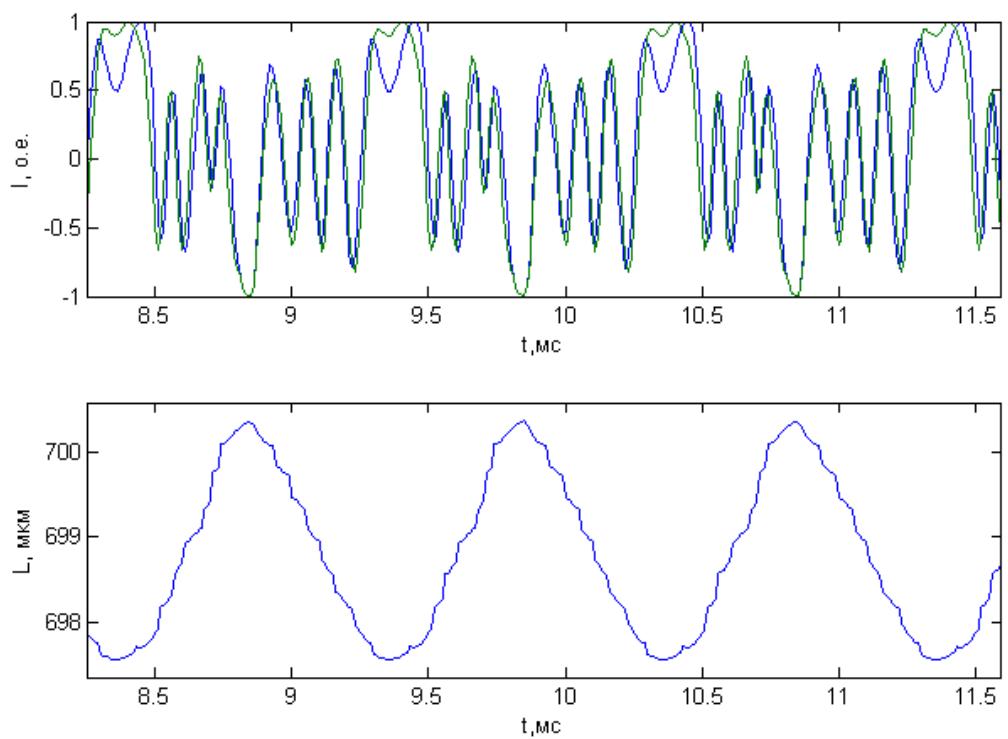


Рисунок 4.18 – Восстановление сигнала частотой 1000 Гц.
Используемые каналы: 1510 и 1530 нм

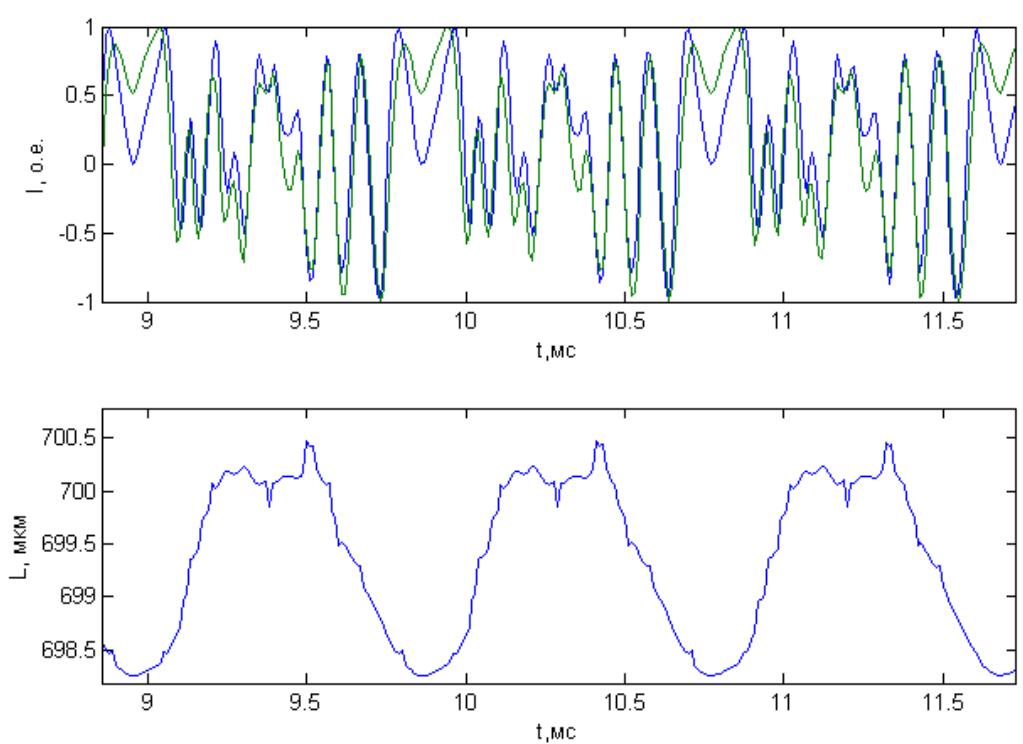


Рисунок 4.19 – Восстановление сигнала частотой 1100 Гц.
Используемые каналы: 1510 и 1530 нм

Как видно из проведённого эксперимента и его анализа, оптимальное расположение ЧЭ способствует устойчивости работы алгоритма даже в условиях значительного искажения сигнала на высоких частотах вследствие аппаратных ограничений экспериментального макета. На рис. 4.20 изображён сигнал частотой 1000 Гц, записанный на экспериментальном стенде и модельный сигнал той же частоты с подобранный амплитудой и положением рабочей точки. Из этого рисунка видно, насколько сильным искажениям подвергся сигнал и ошибки при его восстановлении связаны в первую очередь с искажениями самого сигнала.

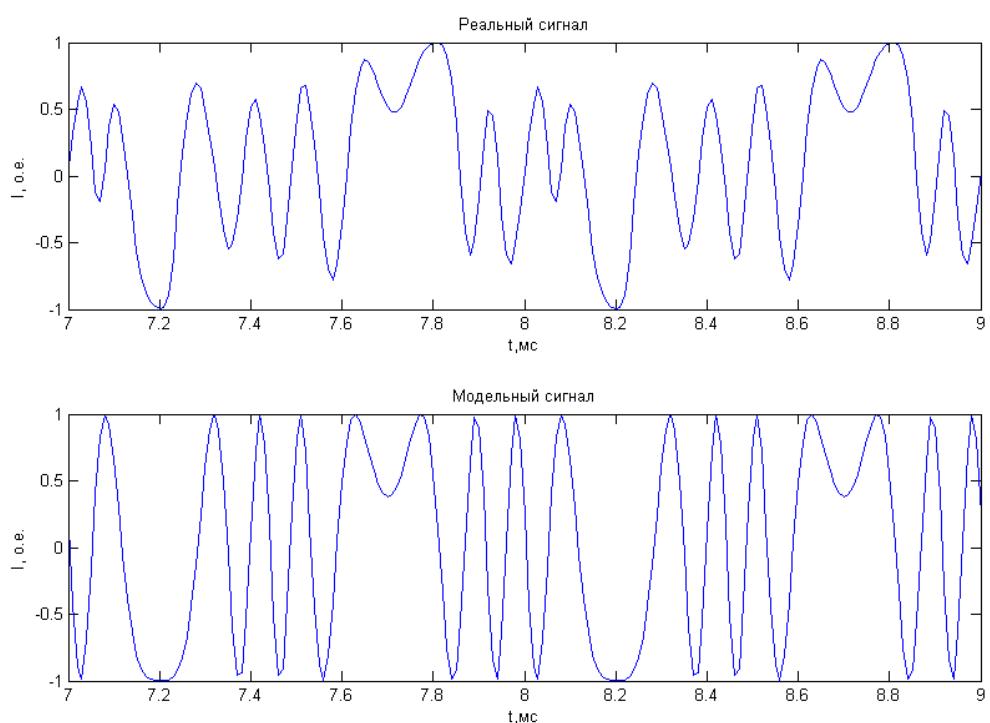


Рисунок 4.20 – Сигнал, записанный с фотоприёмника частотой 1000 Гц и соответствующий ему модельный сигнал

4.3. Выводы

Результаты измерений показывают, что данный метод обработки сигналов интерферометрического ВОД способен восстанавливать перемещения чувствительного элемента в диапазоне, выходящим за границы квазилинейного участка характеристики преобразования интерферометрического ВОД. То есть, удалось добиться увеличения динамического диапазона системы.

Полученные результаты хорошо согласуются с теоретической моделью, что говорит о её правильности и возможности использования для дальнейшего развития метода и улучшения алгоритма восстановления сигнала.

Было показано, что упрощённый алгоритм отбора по двум решениям способен восстанавливать сигнал с достаточной точностью при условии выбора оптимальной пары каналов исходных сигналов.

В итогам эксперимента удалось восстановить исходный сигнал с частотой до 1000 Гц и размахом до 2,8 мкм, что примерно в 8 раз превышает максимальный размах колебаний, которые можно измерить классическим интерференционным методом и соответствует динамического диапазону 100 дБ, в то время, как классический метод обеспечивает динамический диапазон до 80 дБ. Теоретически, метод способен обеспечить расширение динамического диапазона до 120 дБ и более, в зависимости от алгоритма обработки и количества используемых каналов.

Данные измерения позволили сделать вывод о работоспособности алгоритма и сформировать требования к аппаратной части для улучшения качества работы метода.

Заключение

В рамках данной работы было проведено теоретическое описание и исследование многоволнового метода обработки сигналов интерферометрического волоконно-оптического датчика. Была исследована модель многоволнового метода измерения перемещений, приведены расчёты параметров системы и алгоритм обработки сигнала для восстановления исходных колебаний. Кроме того, были проведены экспериментальные исследования метода на реальном сигнале.

В результате работы показано, что многоволновый метод обработки сигналов интерферометрического волоконно-оптического датчика позволяет восстанавливать колебания чувствительного элемента, выходящие за границы динамического диапазона обычного интерферометрического волоконно-оптического датчика и удалось добиться расширения динамического диапазона с 80 до 100 дБ. Была описана зависимость выбора количества решений системы для восстановления сигнала от положения чувствительного элемента и отношения длин волн лазеров. Кроме того, были рассмотрены ошибки, которые могут возникать при обработке и описаны требования к методам записи и обработки сигнала, а также, приборной реализации для того, чтобы их минимизировать ошибки восстановления.

По результатам экспериментального исследования можно сказать, что данный подход к восстановлению сигнала, выходящего за пределы динамического диапазона интерферометрического волоконно-оптического датчика, является работоспособным и перспективным для дальнейшего его развития и исследования.

Список литературы

1. ControlPlast. Теория триангуляционного метода измерения [Текст]. — 2014.— URL: <http://www.controlplast.ru/site/index.php?rproducts/klaser/teoria-triangulyacia> (дата обращения: 12.04.2014).
2. М.И., Финкельштейн. Основы радиолокации [Текст] / Финкельштейн М.И. — [Б. м.] : Москва «Радио и связь», 1983.
3. Теоретические основы радиолокации [Текст] / Под ред. Дулевич В. Е. — [Б. м.] : Москва «Советское радио», 1978.
4. Козанне, А. Оптика и связь [Текст] / А. Козанне. — [Б. м.] : М., «Мир», 1984.
5. Ветров А.А. Комиссаров С.С., Сергуничев А. Н. Волоконно-оптический торцевой интерферометр — универсальный элемент построения датчиков смещения [Текст] / Сергуничев А. Н. Ветров А.А., Комиссаров С.С. // Оптический журнал. — 2008. — Т. 75, № 1. — С. 3–6.
6. Ветров А.А. Комиссаров С.С., Сергуничев А.Н. Туркин М.В. Ширшов А.А. Анализ и оптимизация параметров интерференционного волоконно-оптического микрофона [Текст] / Сергуничев А.Н. Туркин М.В. Ширшов А.А. Ветров А.А., Комиссаров С.С. // Оптический журнал. — 2011. — Т. 78, № 6. — С. 31–38.
7. Ветров А.А. Ильков В.К., Комиссаров С.С. Лучинин В.В. Сергуничев А.Н. Ширшов А.А. Волоконно- оптическая сенсорная система. [Текст]. — 2007.
8. Ветров А.А. Ильков В.К., Комиссаров С.С. Корляков А.В. Лучинин В.В. Сергуничев А.Н. Ширшов А.А. Оптический микрофон и способ изготовления его звукочувствительной мембранны [Текст]. — 2009.