

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
**Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования**
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

На правах рукописи

ТЕМА

**Модуль питания лазерного диода для работы в оптических
системах передачи СВЧ сигнала.**

Магистерская программа

11.04.01 - «Радиоэлектронные устройства передачи информации»

Диссертация на соискание академической степени магистр

Научный руководитель:
Кандидат технических наук

Томск - 2022

Реферат

Диссертационная работа состоит из: 97 страниц, 4 разделов, 66 рисунков, 7 таблиц, 56 источников, 5 приложений.

РАДИОФОТОНИКА, ТРАНСИМПЕДАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ, ФОТОДИОД, ЛАЗЕРНЫЙ ДИОД, ИСТОЧНИК ТОКА, ПИД-РЕГУЛЯТОР

Объектом исследования и разработки является Модуль питания лазерного диода Цель работы –разработка и экспериментальное исследование радиофотонного тракта, частью которого является модуль питания.

Перед началом работы был проведён анализ научно-технической литературы, разработан план проектирования микроэлектронных устройств (трансимпедансного усилителя и оптического приёмника в целом).

Для проектирования и электромагнитного анализа приёмника использовался САПР Keysight Advanced Design System (ADS), а также, Cadence для разработки топологии монолитных интегральных схем и дальнейшего анализа. Измерения проводились в 314 отделе ТУСУР СБИ «ЛИКС» (г. Томск). Пояснительная записка оформлена с помощью Microsoft Word 2016. Все рисунки выполнены в Microsoft Visio 2016.

В результате исследований были разработаны и изготовлены микроэлектронные устройства для радиофотонного приёмного тракта, такие как: 1) трансимпедансный усилитель (ТИУ); 2) однокристалльный интегральный оптический приёмник. В ходе проектирования был разработан и зарегистрирован ЭКД, получено свидетельство о регистрации топологии ИС для усилителя трансимпеданса.

Abstract

Master's work consist of: 97 pages, 4 sections, 66 pictures, 7 tables, 56 sources, 5 applications.

RADIOPHOTONICS-BASED RADIOLOCATION, TRANSIMPEDANCE AMPLIFIER, PHOTODIODE, TRANSIVER MODULE (TM), MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT (MIC), SIGE TECHNOLOGY, INTEGRATED OPTICAL RECEIVER, TRANSIMPEDANCE, OPTICAL SIGNAL, REFLECTION COEFFICIENT, OPERATION AMPLIFIER.

The object of research and development is low power single-chip integrated optical receiver for promising interspecific complexes of location, navigation and communication with multichannel phased antenna arrays, based on SiGe BiCMOS technology.

The main goal of this work – modeling, development and experimental research of integrated optical receiver and his main separate parts, one of is transimpedance amplifier.

In the beginning of the work was performed analyze scientific and technical literature, developed plan of designing microelectronic devices (transimpedance amplifier and optical receiver as a whole).

For the design of the PA and electromagnetic analyze, the Keysight Advanced Design System (ADS) was used, and Cadence was used to design the topology of monolithic integrated circuits. The measurements, were taken in 314 department of «LICS», SBI, TUSUR (Tomsk). The explanatory note was prepared using Microsoft Word 2016. All pictures, were performed using Microsoft Visio 2016.

In the process of researches, were developed the microelectronic devices: 1) transimpedance amplifier 2) single-chip integrated optical receiver. During the designing, the electronic design documents was developed and registered, and certificate of registration of the IP topology for the transimpedance amplifier was obtained.

Оглавление

1	Введение	6
2	ТЕОРИЯ	8
2.1	Волоконно-оптическая система передачи	8
2.2	Полупроводниковые лазеры	9
2.3	Влияние температуры	14
3	Обзор существующих решений	17
4	Разработка устройства	19
4.1	Разработка структурной схемы	19
4.2	Определение требований к проектируемому устройству	19
4.3	Разработка принципиальной схемы	22
4.4	Разработка схемы стабилизации тока	22
4.5	Разработка схемы измерения тока фотодиода	28
4.6	Разработка схемы управления	29
4.7	Разработка общей схемы	31
4.8	Трассировка печатной платы	31
5	Разработка программного обеспечения для микроконтроллера	33
5.1	ПИД регулятор	35
5.2	Вычисления с фиксированной точкой	36
5.3	Протокол	38
6	Разработка программного обеспечения для ПК	40
7	Тестирование устройства	42
7.1	Настройка ПИД регулятора	42
7.2	Тестирование источника тока	44
7.3	Тестирование в радиотонном тракте	46

8	Заключение.....	53
---	-----------------	----

1 Введение

В настоящее время активно развиваются технологии передачи информации на основе волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). Основное преимущество систем ВОСП перед прочей электроникой связано со свойствами оптического волокна, а именно:

- а Низкие потери (менее 0.4 дБ/км) и дисперсия (для СВЧ-сигнала)
- б Сверхширокополосность (ограничена полосой частот современных фотодиодов и электрооптических модуляторов, которая достигает 100 ГГц и выше),
- в Невосприимчивость к электромагнитным помехам
- г Полная гальваническая развязка
- д Механическая гибкость
- е Масса и габариты
- ж Срок эксплуатации (больше 25 лет)
- з Рабочие температуры
- и Сигнал может быть передан без регенерации на большие расстояния
- к Оптические системы обеспечивают большее количество каналов чем физические цепи

Технологии радиофотоники находят широкое применение в следующих областях:

- а Передача с минимальными потерями сигналов спутниковой связи
- б Распределение сигналов на удаленные антенны
- в Линии передачи СВЧ-сигналов внутри крупных объектов
- г Системы радиоэлектронной борьбы (РЭБ)
- д Оптические линии задержки и обработки сигналов
- е Системы калибровки радаров и РЛС
- ж Фазированные антенные решетки (ФАР)
- з Широкополосные телекоммуникации

Ключевым элементом любой волоконно-оптической системы передачи информации или ВОД является оптический (чаще всего лазерный) источник излучения. От стабильности его характеристик зависит качество и эффективность ВОСП.

Лазерные модули, представленные на рынке в настоящее время, состоят не только из лазерного диода, но и фотодиода для контроля и поддержания оптической мощности.

Целью данной работы является разработка программируемого источника питания, с двумя режимами работы: поддержание тока и поддержание оптической мощности, а также с возможностью мониторинга и управления параметрами с ПК.

Задачами данной работы являются разработка структурной схемы устройства, разработка принципиальной схемы, разработка алгоритмов и написание программного обеспечения.

2 ТЕОРИЯ

2.1 Волоконно-оптическая система передачи

Блок-схема системы для волоконно-оптической линии связи показана на рисунке 2.1. Она состоит из оптического передатчика (Optical Transmitter), оптического приемника (Optical Receiver), оптической среды передачи (Optical Medium). Оптический передатчик состоит из лазерного диода (LD), модуля питания (Driver), и оптического модулятора (Modulator). Модуль питания формирует постоянное смещение, для формирования излучения, будет замодулировано СВЧ-сигналом (RF). Модулированный оптический сигнал распространяется через оптическую среду, в которую обычно входит оптическое волокно, свободное пространство или волновод. Оптический приемник использует фотодетектор для преобразования оптического сигнала в электрический сигнал и усиливает его.

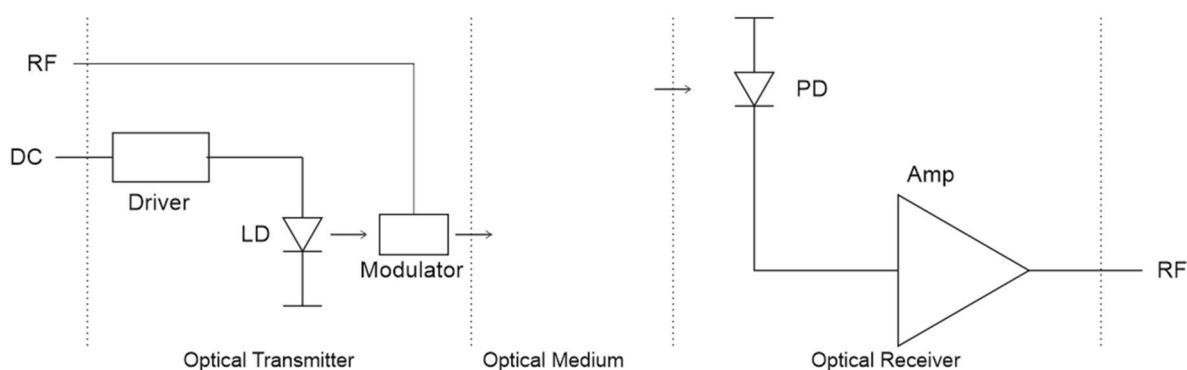


Рисунок 2.1 - Блок-схема системы для оптоэлектронных линий связи

Топология системы, показанная на рисунке 2.1, мало изменилась за последние несколько десятилетий, строение блоков и уровни интеграции изменились. Движимые развитием и доступностью технологий интегральных схем, а также спросом на более высокую производительность, эти изменения привели к появлению новых компонентов. более высокой производительности.

2.2 Полупроводниковые лазеры

Основными оптическими источниками в системах связи являются светоизлучающие диоды (LED) или полупроводниковые лазеры. Преимущества лазера по сравнению со светодиодом, такие как его размеры, спектральная область работы, высокая эффективность и высокая скорость работы, привели к значительным улучшениям в высокоскоростных оптических системах связи. На ранних этапах разработки полупроводниковых лазеров наметилась тенденция к оптимизации лазерных структур для улучшения характеристик статической облучения в отношении порогового тока, квантовой эффективности, линейности света по отношению к характеристикам тока, работы при высокой оптической мощности и долговременной надежности. На рисунке 2.2 показана зависимость выходной мощности полупроводникового лазера и светодиода.

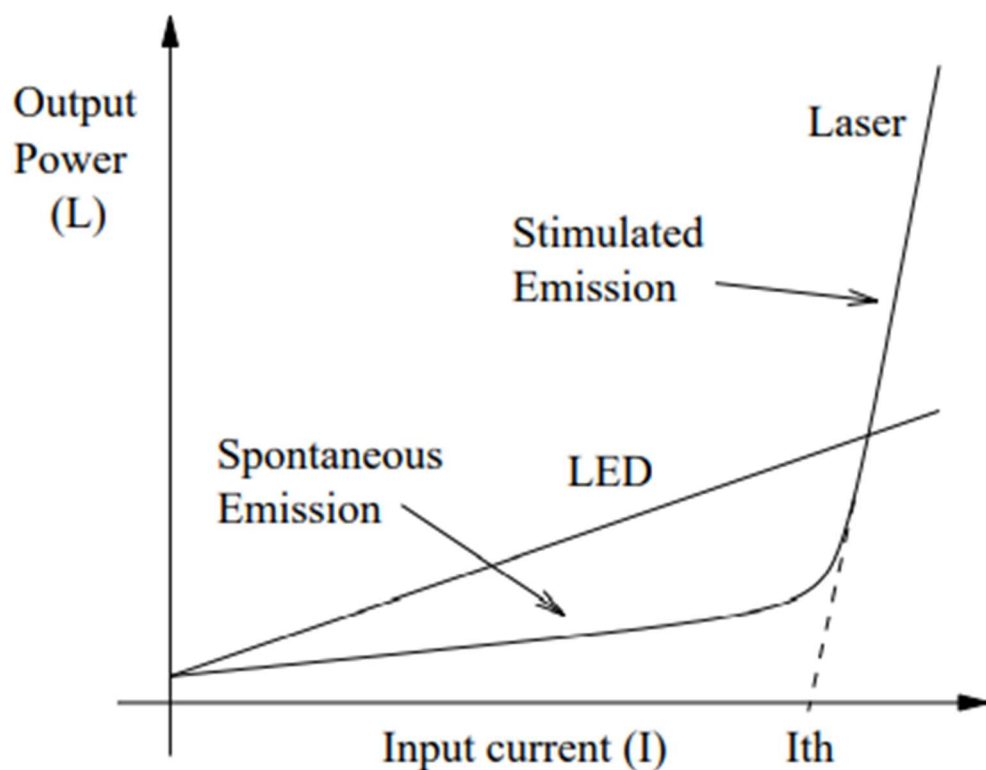


Рисунок 2.2 – Зависимость оптической мощности от входного тока

Если ток меньше порогового значения, I_{th} , оптическая мощность лазера мала. Когда ток увеличивается выше порогового значения, стимулированное излучение становится доминирующим и лазер начинает работать в линейной области с высокой эффективностью наклона (dL/dI) по сравнению со светодиодом.

Для обеспечения одночастотного излучения, лазеры оснащены положительной обратной связью, а счёт которой излучённые фотоны вызывают последующие акты индуцированного излучения.

Основные типы лазерных диодов, используемых в волоконно-оптических линиях передачи:

- а Лазеры Фабри-Перо (FP).
- б Лазеры с распределенной обратной связью (DFB).
- г Диодные лазеры с внешним резонатором (ECDL).
- д Вертикально-излучающие лазеры (VCSEL).

В лазерах Фабри-Перо оптическая обратная связь достигается за счет расщепленных граней диода, образуя два зеркала по его краям, устройство лазера представлено на рисунке 2.3. Таким образом, FP-лазеры являются диодными лазерами с краевым излучением. Излучение происходит на продольных модах резонатора. и может быть настроено путем изменения длины кристалла [4].

FP-лазеры могут использоваться для передачи данных с помощью многомодового волокна, однако высокая дисперсия из-за широкой спектральной линии, достигающей 5 нм, делает их непригодными для больших расстояний [6]. Коммерчески доступный FP-лазер LDSU Multiple Application Platform имеет следующие ключевые особенности: одно/многорежимный выход, внутренняя модуляция и выход LAN для подключения оборудования [9].

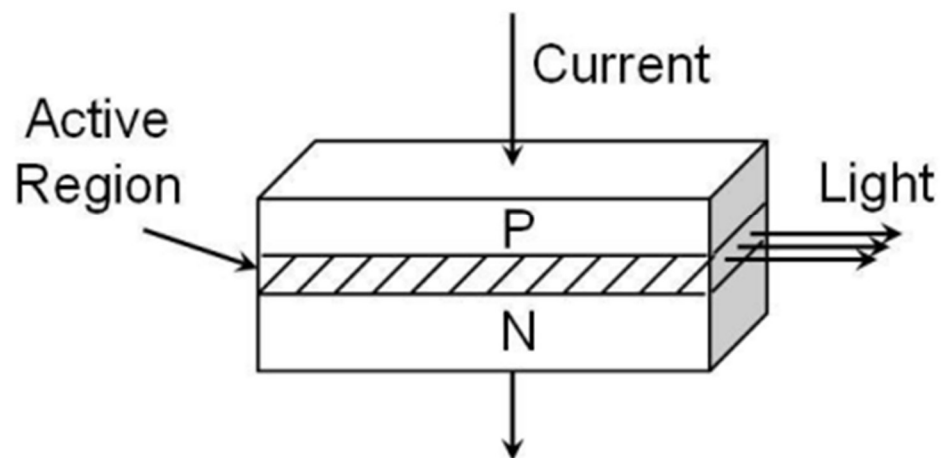


Рисунок 2.3 – Устройство лазера Фабри-Перо

Добавление дифракционной решетки в активную среду, рисунок 2.4, позволяет снизить ширину спектральной линии лазера. Выходное излучение создается по условию Брэгга, которое зависит от периода решетки. Это увеличивает коэффициент подавления боковых мод и создает излучение одной продольной моды [11].

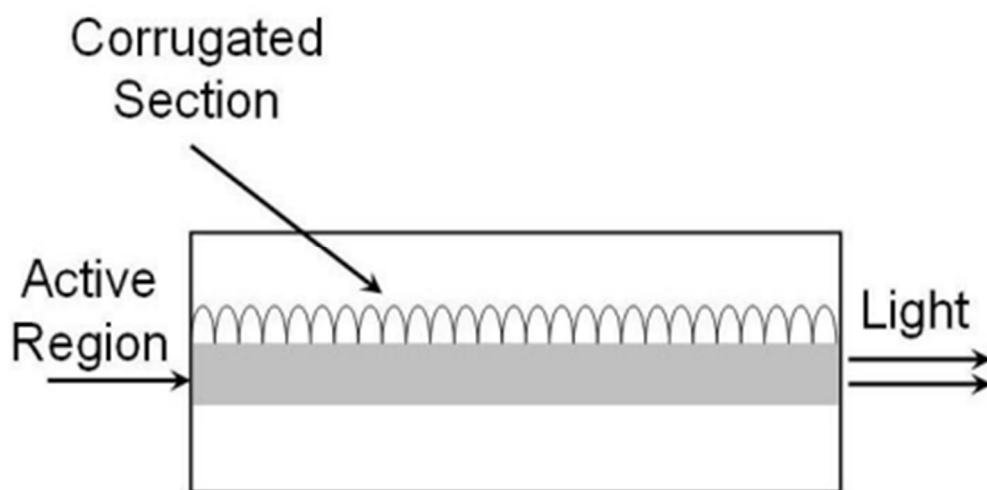


Рисунок 2.4 – Устройство DFB-лазера

DFB-лазеры обеспечивают узкую спектральную линию по сравнению с лазерами с расщепленной гранью [12] и лучшую селективность по длине

волны. Эти преимущества делают их идеальными для высокопроизводительных систем, где требуется одномодовое излучение [6].

Диодные лазеры с внешним резонатором используются для достижения излучения одной продольной моды. ECDL отличается от обычного FP-лазера тем, что один конец диодного лазера имеет антиотражающее покрытие (AR Coating), а резонирующая полость создается с помощью коллиматора и внешнего зеркала, устройство ECDL лазера представлено на рисунке 2.5. Перестройка длины волны достигается с путем изменение наклона дифракционной решетки, однако направление выходного луча изменяется при вращении дифракционной решетки, что не подходит для многих приложений оптической связи [11, 20]. ECDL может достичь коэффициент подавления боковых мод менее -40 дБ, что приводит к **малой ширине спектральной** линии

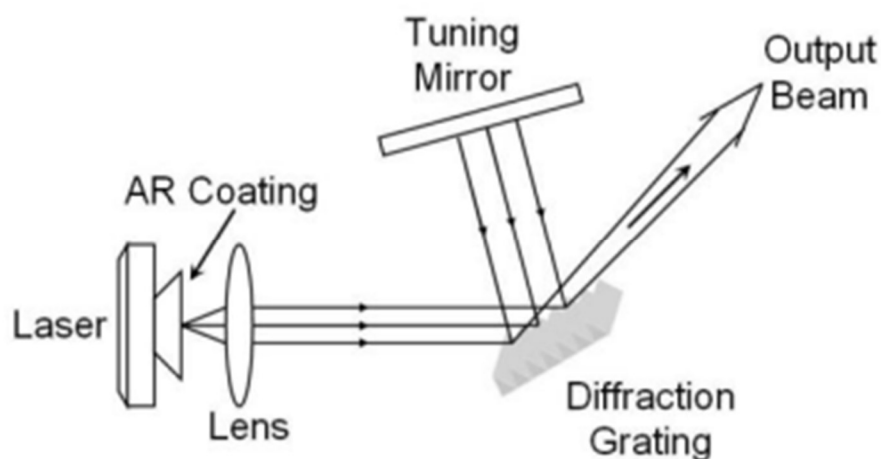


Рисунок 2.5 – Устройство ECDL -лазера

В вертикально-излучающих лазерах, достижение излучения одной продольной моды обеспечивается следующим образом: активная область помещается между двумя отражающими поверхностями (зеркалами). Эти поверхности создаются путем чередования слоев с высоким и низким коэффициентом преломления для формирования высоко отражающие брэгговские отражатели (99,5-99,9 %), рисунок 5. Вертикально-излучающие лазеры имеют высокую стабильность длины волны, и они менее

чувствительны к температурам. Также, данные лазеры могут быть использованы в качестве высокоскоростных передатчиков благодаря их очень быстрой модуляции до 25 Гбит/с. Технология VCSEL доступна в широком диапазоне продуктов с ультранизким уровнем шума, узкой шириной спектральной линии, высокой выходной мощностью (до 1 кВт), и высокоскоростной модуляцией (>5 ГГц) [27].

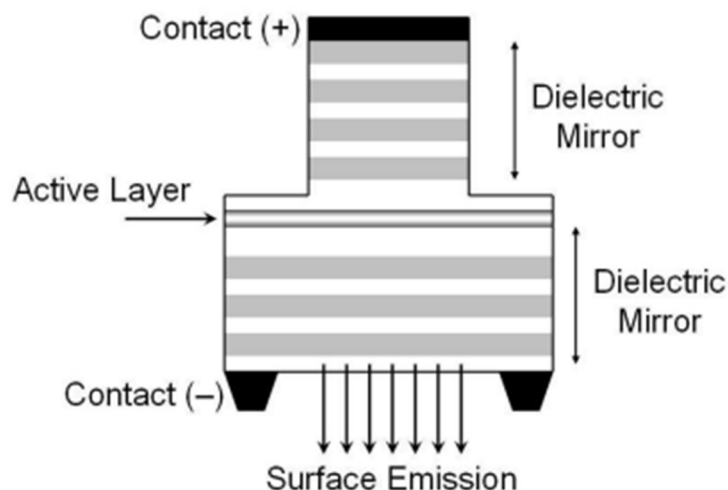


Рисунок.5. Эпитаксиальная структура VCSEL

2.3 Влияние температуры

Сохранение постоянной оптической мощности лазера невозможно, если температура устройства изменяется. Зависимость порогового тока генерации I_{th} лазера от температуры можно описать выражением:

$$I_{th}(T) = I_0 + K_1 e^{\frac{T}{T_i}} \quad (2.1)$$

где I_0 , K_1 , T_i – постоянные для лазеров различных технологии. Например, для DFB лазеров: $I_0 = 1.8\text{мА}$, $K_1 = 3.85\text{мА}$, $T_i = 40^\circ\text{C}$.

Влияние температуры на полупроводниковый лазер показано на рисунке 2.3.

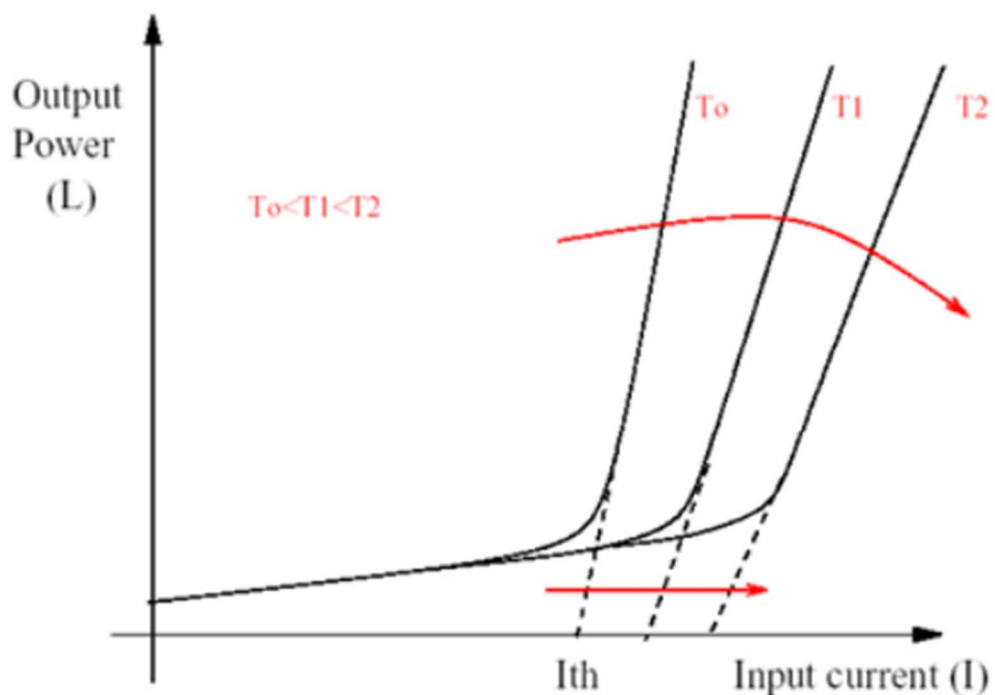


Рисунок 2.3 – Влияние температуры на выходную мощность лазера.

При подаче постоянного тока выходная оптическая мощность лазера изменяется в процессе работы от изменения температуры кристалла, на рисунке 2.4 представлена примерная зависимость выходной оптической мощности DFB лазера от входного тока при различных температурах. При нагреве лазерного диода вследствие длительной работы, при изменении

температуры с 25⁰ до 40 оптическая мощность изменяется на 1 мВт, а с 25 до 60 на 5 мВт.

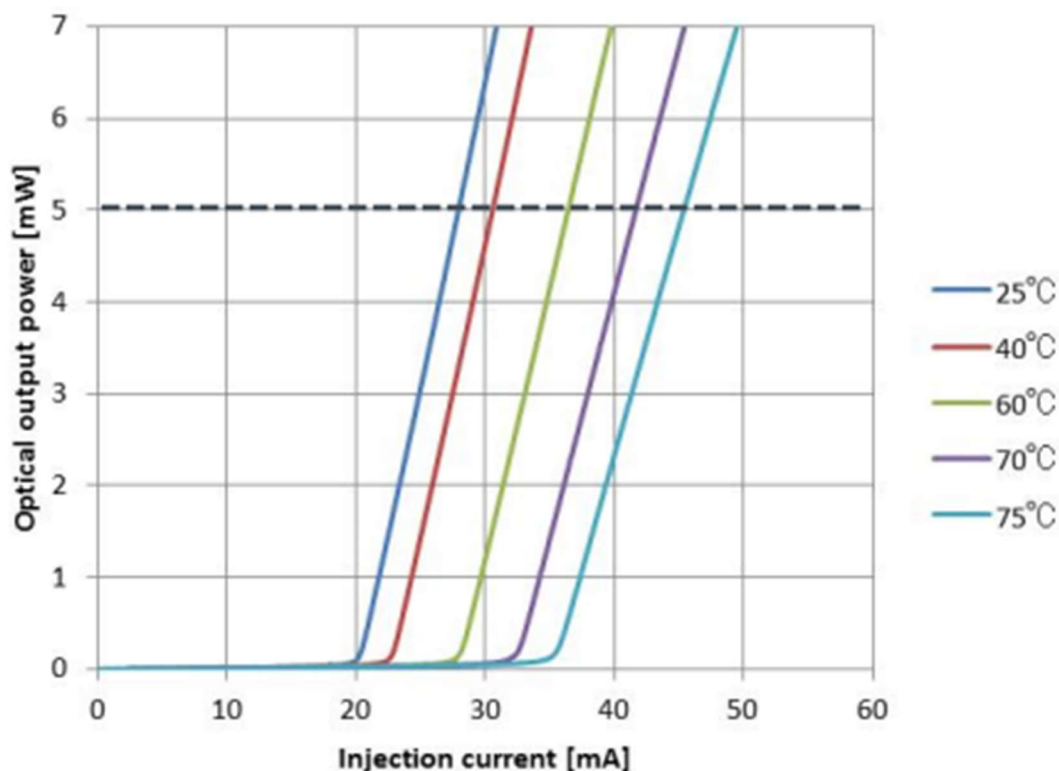


Рисунок 2.4 – Влияние температуры на выходную мощность DFB лазера.

Для компенсации изменения выходной мощности от изменения температуры, лазерные диоды оснащают фотодиодом, для измерения выходной мощности в процессе работы. Выходной ток фотодиода практически не изменяется от изменения температуры, что позволяет использовать в качестве обратной связи в контуре регулирования мощности. На рисунке 2.5 представлена зависимость выходного тока фотодиода от оптической мощности лазерного диода при различных температурах.

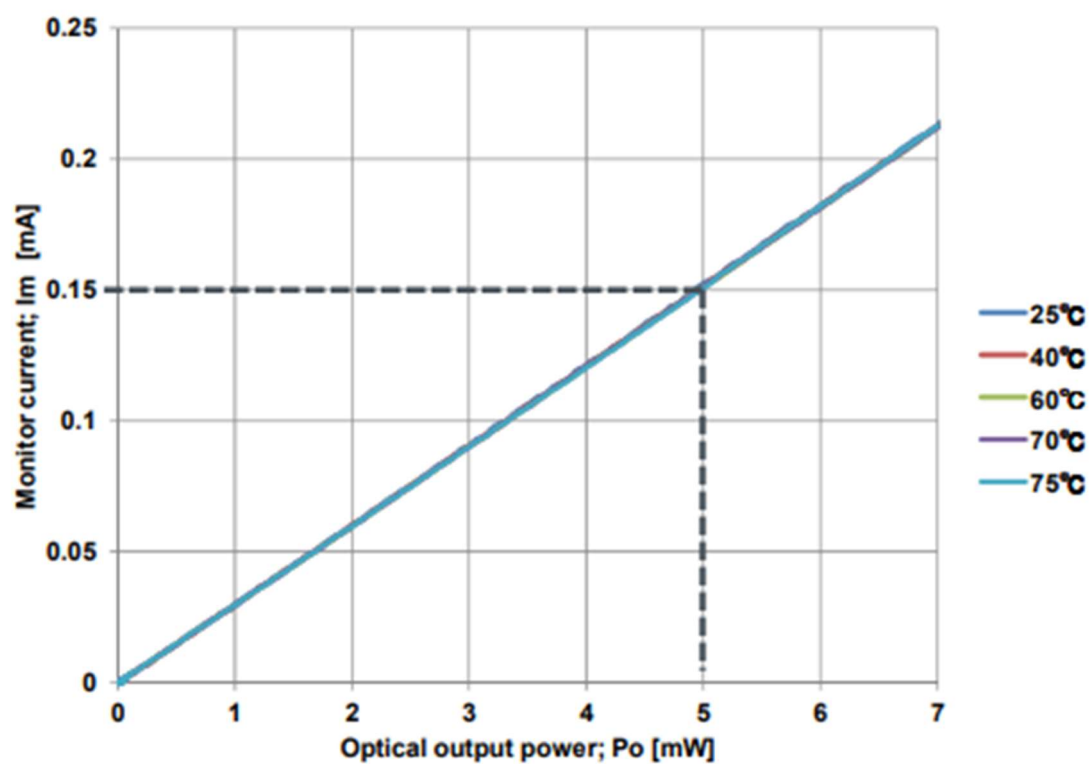


Рисунок 2.5 – Влияние температуры на ток фотодиода.

3 Обзор существующих решений

Существует два основных принципа управления питанием лазерных диодов: стабилизация потребляемого тока или стабилизация оптической мощности лазера.

В настоящее время, на рынке представлено несколько решений. Одним из таких решений является модуль Thorlabs MLD203P1, схема которого представлена на рисунке 3.1

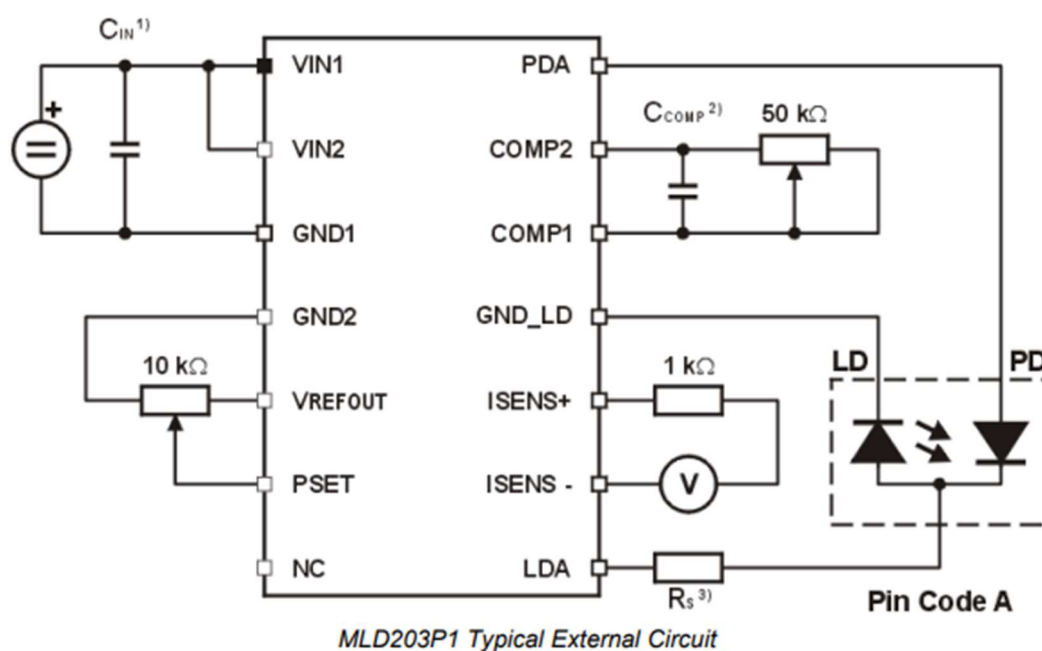


Рисунок 3.1 –

MLD203P1 - высоко-интегрированный, высокоточный драйвер лазерного диода, имеющей небольшие размеры, плавный пуск и защиту от скачков тока. Данный драйвер обеспечивает ток до 200мА при максимальном напряжении 3В и работает только в режиме стабилизации оптической мощности. Выходная мощность лазера может быть как фиксированная, так и регулируемая с помощью потенциометра. Главный минус данного драйвера –

отсутствие цифрового интерфейса для считывания параметров работы в реальном времени, а также сложность установки выходной мощности.

Следующее решение, представленное на рынке – микросхема драйвера лазерного диода IC-WKM. Данный модуль обеспечивает работу в непрерывном режиме до 350 мА от одного источника питания от 3,6 до 15 В; плавный пуск после включения питания; регулировка мощности с помощью внешнего резистора, работа в режиме стабилизации мощности. Основным недостатком данного модуля это способ установки выходной мощности через внешнее сопротивление, что делает данный модуль не подходящим решением для настройки и отладки ВОСП, при применении различных лазерных модулей.

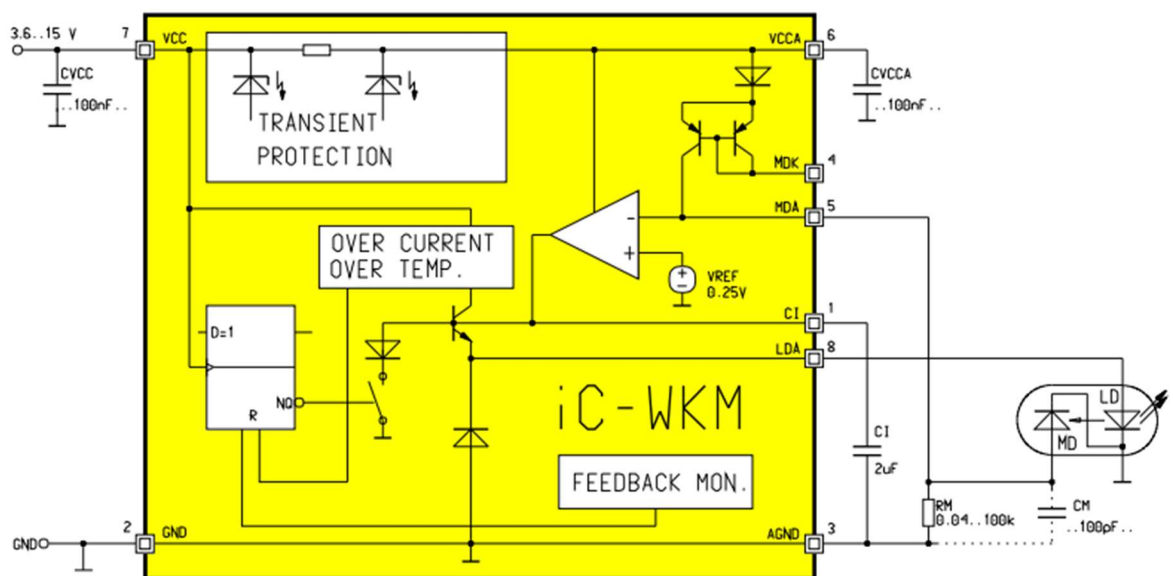


Рисунок 4 – iC-WKM

4 Разработка устройства

4.1 Разработка структурной схемы

На основе анализа существующих решений и технического задания, была разработана структурная схема устройства, представленная на рисунке 4.1.

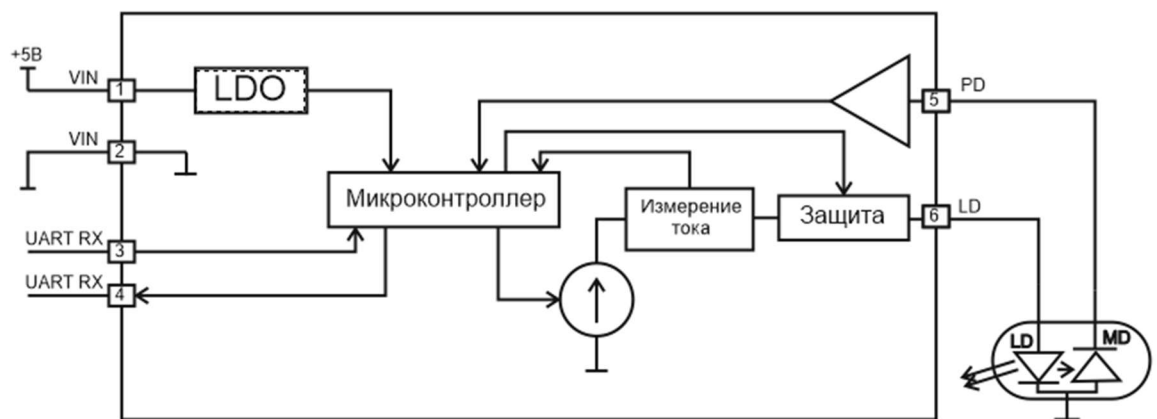


Рисунок 4.1 – Структурная схема устройства

Структурная схема модуля питания включает в себя: управляемый источник тока для питания лазерного диода, схему измерения тока, схему защиты лазерного диода, усилитель сигнала с фотодиода, линейный регулятор напряжения (LDO) для питания микроконтроллера, порты последовательного интерфейса UART для управления модулем и микроконтроллер для управления узлами модуля.

4.2 Определение требований к проектируемому устройству.

Устройство питания лазерного диода, должно обеспечивать два режима: стабилизацию выходного тока и стабилизацию выходной оптической мощности.

Пределы выходного тока, были определены на основе типовой вольт-амперной характеристики DFB лазерного диода, на основе InP, представленных на рисунке 4.2, проектируемый источник питания должен

обеспечивать стабилизацию тока в диапазоне от 1 до 200 мА и стабилизацию оптической мощности до 15 мВт.

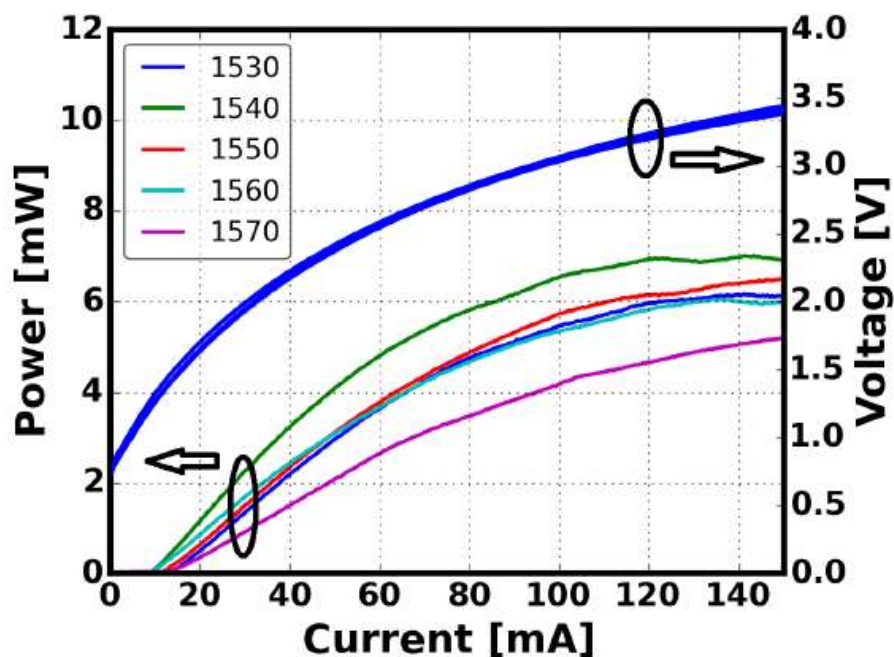


Рисунок 4.2 – Вольт-амперная характеристика лазерного диода

В качестве датчика оптической мощности будет использован PIN-фотодиод, характеристики которого представлены на рисунке 4.3. Типовое значение чувствительности составляет 0.8 А/Вт, что при оптической мощности 15 мВт, обеспечит выходной ток 12мА, без дополнительного смещения фотодиода.

Для проведения экспериментов, требуется обеспечить программное управление с возможностью выбора режима стабилизации, определение уставки по току и по мощности, определение параметров плавного старта диода, мониторинг выходного тока и оптической мощности в реальном времени.

2.3.3 PIN Photodiodes

PIN Photodiode	
Description	
This PIN photodiode building block offered by FhG-HHI contains waveguide integrated diode where the PD is placed on top of the waveguide. Designs of the PD and the input waveguide are fixed such that the waveguide + PIN diode form an integral Composite BB (CBB). The PD is designed for full optical absorption, meaning that these diodes cannot be employed for implementing any tap functions.	
Optical Properties	
sensitivity	~0.8 A/W @ 1550 nm
linear regime input powers	<10 dBm
polarization dependence	<0.8 dB
Electrical Properties	
dark current	<10 nA @ -2 V
capacitance	80 fF
3 dB bandwidth	~5 GHz
maximum reverse voltage before failure	-6 V
ESD compliance (HBM)	~100 V
Design Rules	
Optical waveguide connections	E200

Table 2.8: PIN Photodiode

Рисунок 4.3 – Характеристики фотодиода

Необходимо предусмотреть возможность подключения модулей, объединяющих лазерный и фотодиод в одном корпусе. В таких модулях, чаще всего, анод лазерного диода и катод фотодиода подключаются к общему проводу. Поэтому источник тока необходимо проектировать с учетом того, что нагрузка подключается одним выводом к общему проводу.

4.3 Разработка принципиальной схемы

В соответствие со структурной схемой модуля питания, разработка принципиальной схемы была разделена на следующие этапы:

- а Разработка схемы стабилизации тока
- б Разработка схемы измерения тока фотодиода
- в Разработка схемы управления

4.4 Разработка схемы стабилизации тока.

На основе требований, представленных в пункте 4.2, были рассмотрены следующие схемы источников токов.

Источник тока на основе полевого транзистора, схема которого представлена на рисунке 4.4. В качестве элемента регулирования тока, выступает полевой транзистор, на затвор которого подается управляющее напряжение. Измерение выходного тока происходит с шунта R1, и дифференциального усилителя U1. Данная схема имеет ряд недостатков: режим стабилизации токов будет обеспечиваться микроконтроллером, так как выходной ток зависит от опорного напряжения V_{ref} , и отслеживание выходного тока, что будет накладывать определенные требования к быстродействию ЦАП и АЦП устройства управления.

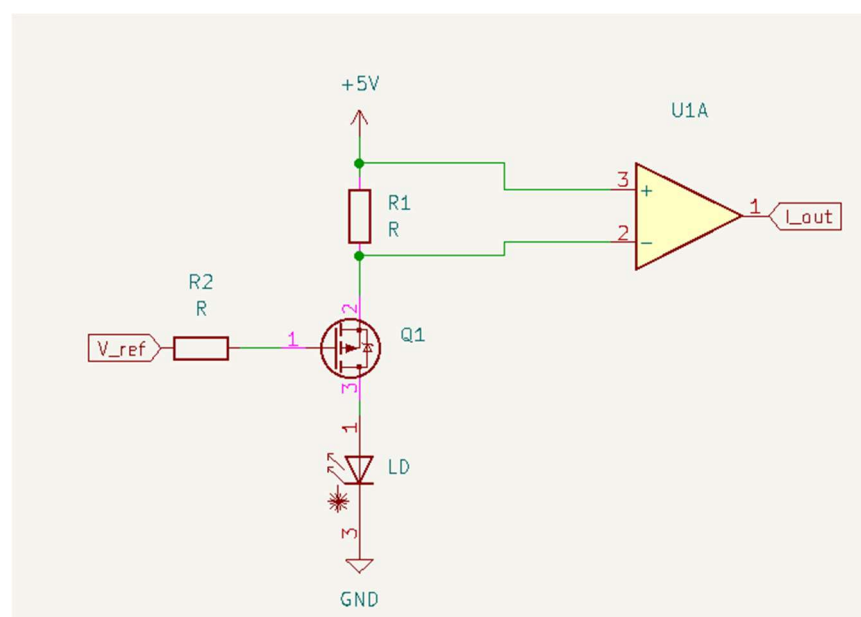


Рисунок 4.4 – Схема стабилизации тока

Следующая рассмотренная схема представляет собой источник тока на полевом транзисторе с операционным усилителем, охваченным отрицательной обратной связью. В данной схеме за стабилизацию тока отвечает операционный усилитель, а не устройство управления, это позволит упростить разработку программного обеспечения и снизить требования к устройству управления. Выходной ток данного стабилизатор определяется выражением: $I = (5V - V_{ref})/R1$.

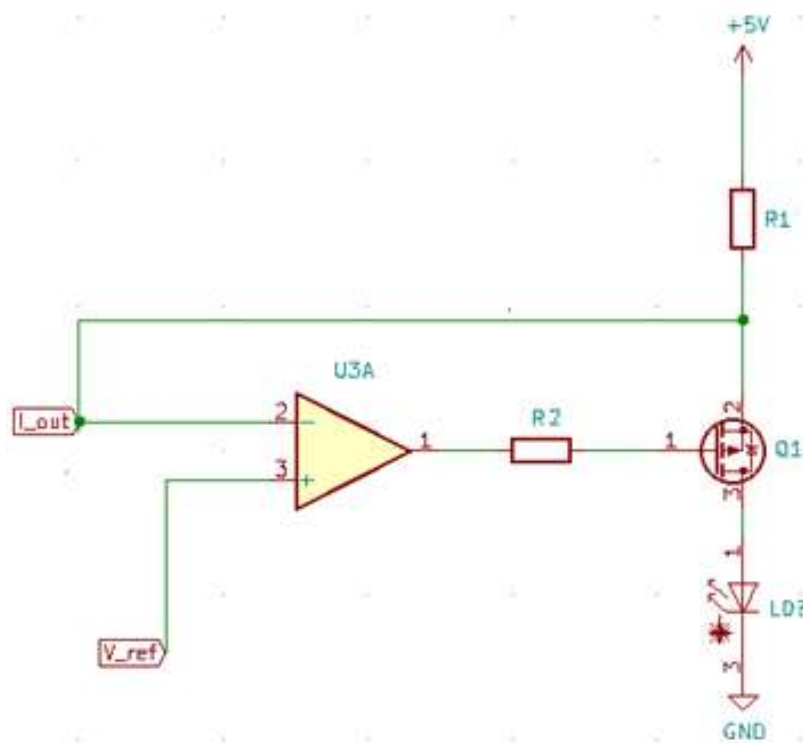


Рисунок 4.4 – Стабилизатор тока с операционным усилителем.

Для реализации данного решения был выбран полевой транзистор IRLML6402, характеристики которого представлены на рисунке 4.5. Данный транзистор имеет низкое сопротивление открытого канала, что позволит снизить погрешность задания тока, низкое пороговое напряжение открытия, а также транзистор выполнен в маленьком корпусе SOT-23.

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-20	—	—	V	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = -250\mu\text{A}$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.009	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D = -1\text{mA}$ ②
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	0.050	0.065	Ω	$V_{GS} = -4.5\text{V}$, $I_D = -3.7\text{A}$ ②
		—	0.080	0.135		$V_{GS} = -2.5\text{V}$, $I_D = -3.1\text{A}$ ②
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-0.40	-0.55	-1.2	V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = -250\mu\text{A}$
g_{fs}	Forward Transconductance	6.0	—	—	S	$V_{DS} = -10\text{V}$, $I_D = -3.7\text{A}$ ②
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-1.0	μA	$V_{DS} = -20\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$
		—	—	-25		$V_{DS} = -20\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 70^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -12\text{V}$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	100		$V_{GS} = 12\text{V}$
Q_g	Total Gate Charge	—	8.0	12	nC	$I_D = -3.7\text{A}$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	1.2	1.8		$V_{DS} = -10\text{V}$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	2.8	4.2		$V_{GS} = -5.0\text{V}$ ②
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	350	—	ns	$V_{DD} = -10\text{V}$
t_r	Rise Time	—	48	—		$I_D = -3.7\text{A}$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	588	—		$R_G = 89\Omega$
t_f	Fall Time	—	381	—		$R_D = 2.7\Omega$
C_{iss}	Input Capacitance	—	633	—	pF	$V_{GS} = 0\text{V}$
C_{oss}	Output Capacitance	—	145	—		$V_{DS} = -10\text{V}$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	110	—		$f = 1.0\text{MHz}$

Рисунок 4.5 – Характеристики транзистора IRLML6401

В качестве операционного усилителя была выбрана микросхема MCP6002, характеристики которого представлены на рисунке 4.6.

DC ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ to $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_L and $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$ (refer to Figure 1-1).						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input Offset						
Input Offset Voltage	V_{OS}	-4.5	—	+4.5	mV	$V_{CM} = V_{SS}$ (Note 1)
Input Offset Drift with Temperature	$\Delta V_{OS}/\Delta T_A$	—	± 2.0	—	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, $V_{CM} = V_{SS}$
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	—	86	—	dB	$V_{CM} = V_{SS}$
Input Bias Current and Impedance						
Input Bias Current:	I_B	—	± 1.0	—	pA	$T_A = +85^{\circ}\text{C}$ $T_A = +125^{\circ}\text{C}$
Industrial Temperature	I_B	—	19	—	pA	
Extended Temperature	I_B	—	1100	—	pA	
Input Offset Current	I_{OS}	—	± 1.0	—	pA	
Common-Mode Input Impedance	Z_{CM}	—	$10^{13} 6$	—	ΩpF	
Differential Input Impedance	Z_{DIFF}	—	$10^{13} 3$	—	ΩpF	
Common-Mode						
Common-Mode Input Range	V_{CMR}	$V_{SS} - 0.3$	—	$V_{DD} + 0.3$	V	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	60	76	—	dB	$V_{CM} = -0.3\text{V}$ to 5.3V , $V_{DD} = 5\text{V}$
Open-Loop Gain						
DC Open-Loop Gain (Large Signal)	A_{OL}	88	112	—	dB	$V_{OUT} = 0.3\text{V}$ to $V_{DD} - 0.3\text{V}$, $V_{CM} = V_{SS}$
Output						
Maximum Output Voltage Swing	V_{OL} , V_{OH}	$V_{SS} + 25$	—	$V_{DD} - 25$	mV	$V_{DD} = 5.5\text{V}$, 0.5V input overdrive
Output Short-Circuit Current	I_{SC}	—	± 6	—	mA	$V_{DD} = 1.8\text{V}$
		—	± 23	—	mA	$V_{DD} = 5.5\text{V}$
Power Supply						
Supply Voltage	V_{DD}	1.8	—	6.0	V	Note 2
Quiescent Current per Amplifier	I_Q	50	100	170	μA	$I_O = 0$, $V_{DD} = 5.5\text{V}$, $V_{CM} = 5\text{V}$

Рисунок 4.6 – Характеристики операционного усилителя MCP6002

Данный операционный усилитель может работать от однополярного источника питания, с напряжением от 1.8В до 6В. Выходы Rail-to-Rail, что обозначает, что напряжение на выходе может достигать напряжение питания, что позволит полностью открывать либо закрывать транзистор. Итоговая схема стабилизатора тока представлена на рисунке 4.7.

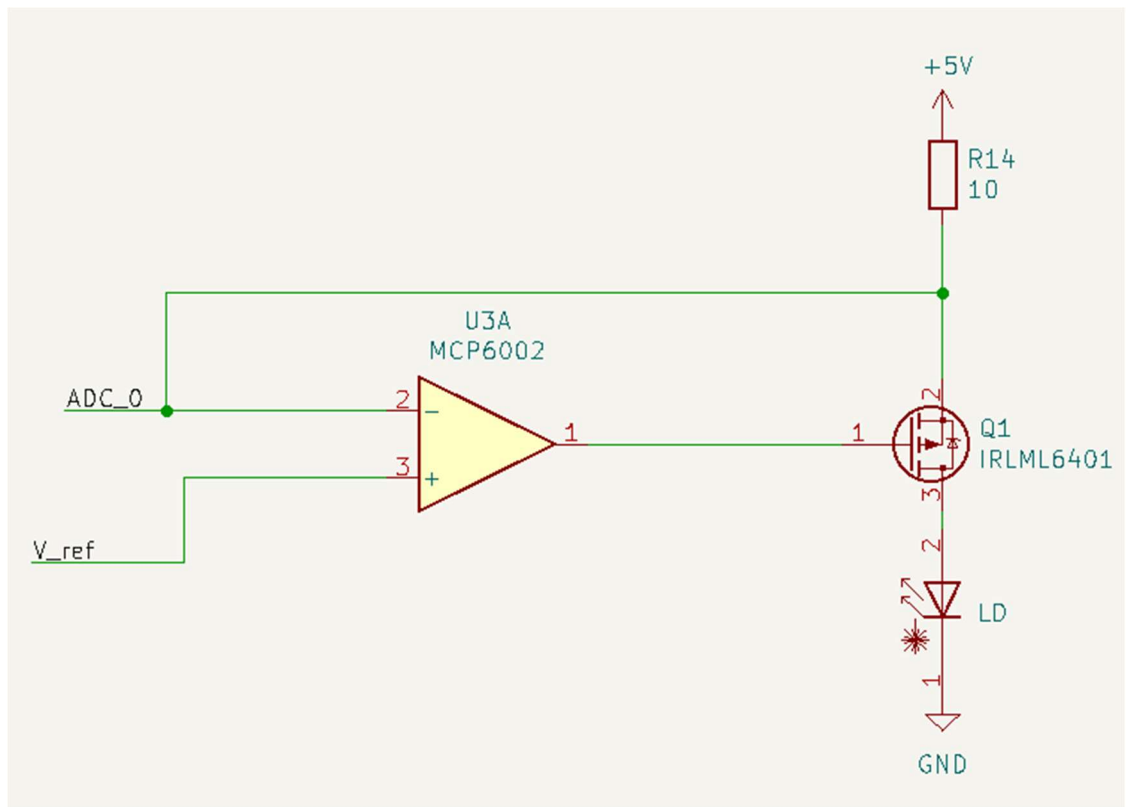


Рисунок 4.7 – Схема стабилизатора тока

Выходной ток данной схемы составляет $I = (5V - V_{ref})/10$, максимальный ток составляет 500мА, но данная схема накладывает ограничение на устройство управления: для регулирования тока, управляющий сигнал V_{ref} должен изменяться от 0 до 5В, а большинство современных микроконтроллеров оперируют напряжением в 3.3В. Выходной ток данной схемы, отцифровывается с инвертирующего выхода операционного усилителя и определяется выражением: $U_{ADC} = (5V - 10 \cdot I)/2$. Измерение тока необходимо в данной схеме, так как реальный ток может отличаться от заданного, особенно при работе на высокоомных нагрузках, где напряжения питания схемы недостаточно для обеспечения требуемого тока.

Для изменения требуемого диапазона управляющего напряжения V_{ref} , в схему был добавлен делитель напряжения, состоящий из резисторов R4 и R2, модифицированная схема представлена на рисунке 4.8. После добавления делителя, выходной ток данной схемы определяется выражением $I = (5V - 2V_{ref})/10$, а требуемый диапазон управляющего напряжения составляет от 0 до 2,5В, что позволяет использовать микроконтроллеры с напряжением питания 3,3.

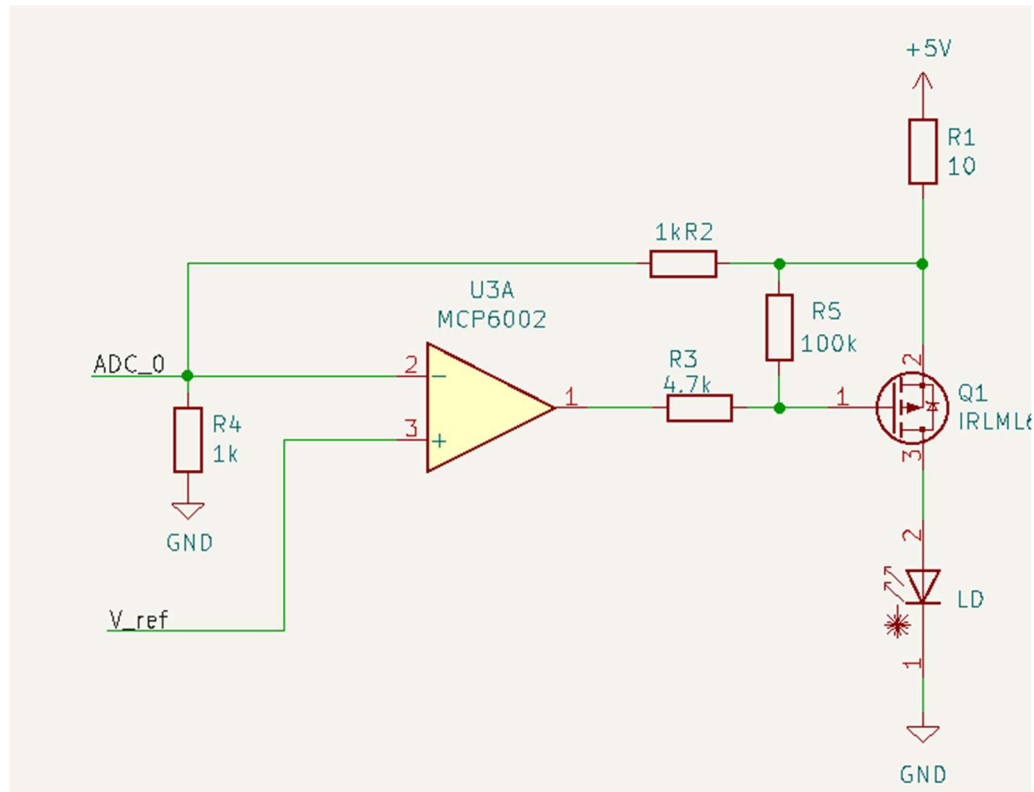


Рисунок 4.8 – Схема стабилизатора тока

После добавления делителя, напряжение используемое для оцифровки значения тока определяется выражением: $U_{ADC} = (5V - R1 \cdot I)/2$. Для снижения нагрузки на операционный усилитель, на выход был добавлен токоограничивающий резистор R3. А для полного закрытия транзистора, на затвор был добавлен подтягивающий резистор R5. Данное решение обладает следующими недостатками: в начальный момент времени, при подаче питания транзистор полностью открыт и ток не ограничивается, до тех пор, пока

микроконтроллер не подаст управляющее напряжение, что продемонстрировано на рисунке 4.9.

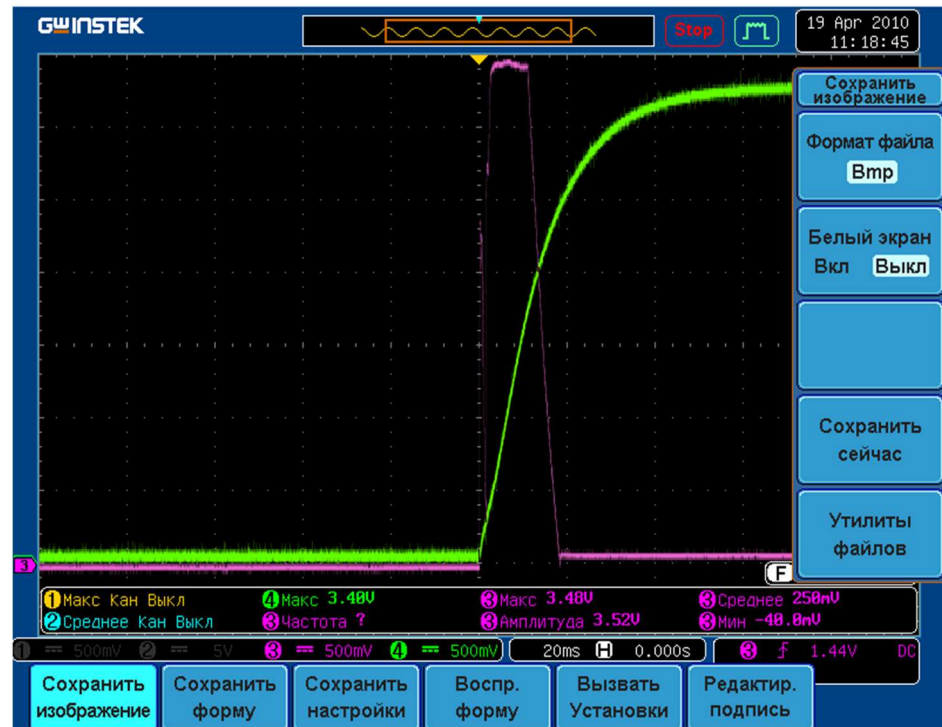


Рисунок 4.9 – Осциллограмма процесса включения, зеленый – управляющее напряжение, фиолетовый – напряжение на нагрузке

Для закрытия выхода и защиты лазерного диода, в схему был добавлен полевой транзистор Q2, на затвор которого добавлен подтягивающий резистор, что обеспечивает полное закрытие выхода в начальный момент времени. Полная схема управляемого источника тока представлена на рисунке 4.10.

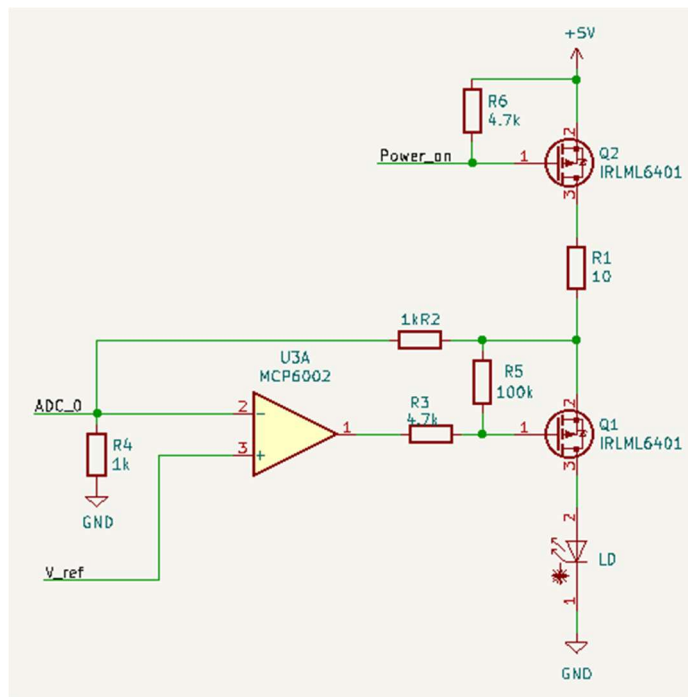


Рисунок 4.10 – Осциллограмма процесса включения

4.5 Разработка схемы измерения тока фотодиода.

Для измерения тока фотодиода, необходимо реализовать схему трансимпедансного усилителя. Данная схема преобразует малый входной ток, в выходное напряжение, которое в дальнейшем можно оцифровать при помощи АЦП. Схема трансимпедансного усилителя, построена на основе операционного усилителя, представлена на рисунке 4.11.

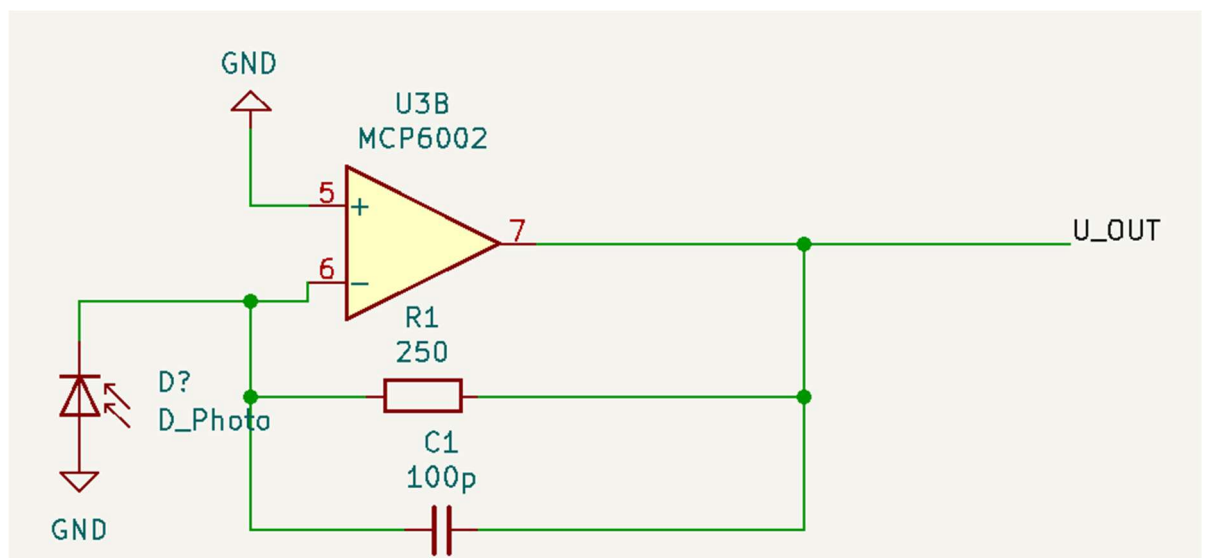


Рисунок 4.11 – Схема трансимпедансного усилителя

Зависимость выходного напряжения от выходного тока, определяется выражением $U_{out} = -I_{photo} \cdot R1$. Резистор R1 был выбран исходя из типового максимального значения фототока, равного 12мА. При сопротивлении R1 = 250 Ом, диапазон выходного напряжения составляет от 0 до 3В.

4.6 Разработка схемы управления

В качестве основного управляющего узла будет выступать микроконтроллер, который должен выполнять следующие функции:

- а задание опорного напряжения для источника тока
- б измерение выходного тока
- в измерение тока фотодиода
- г стабилизация оптической мощности, на основе тока фотодиода
- д связь с ПК для настройки и мониторинга выходных параметров.

К микроконтроллеру выдвигаются следующие требования: наличие аппаратных интерфейсов UART и I2C для связи с ПК; наличие встроенного АЦП, для оцифровки напряжений; возможность использовать свободно-распространяемые средства разработки и отладки, для задания опорного напряжения может быть использован ЦАП или ШИМ.

В качестве микроконтроллера был выбран STM32F030F4P6, в корпусе TSSOP20, представленного на рисунке 4.12. Данный микроконтроллер обладает интерфейсами UART, I2C, встроенным 12 разрядным многоканальным АЦП, несколькими аппаратными 32х разрядными таймерами, для генерации ШИМ. Разработку программного обеспечения возможно производить с использованием только свободно-распространяемого программного обеспечения с открытым исходным кодом.

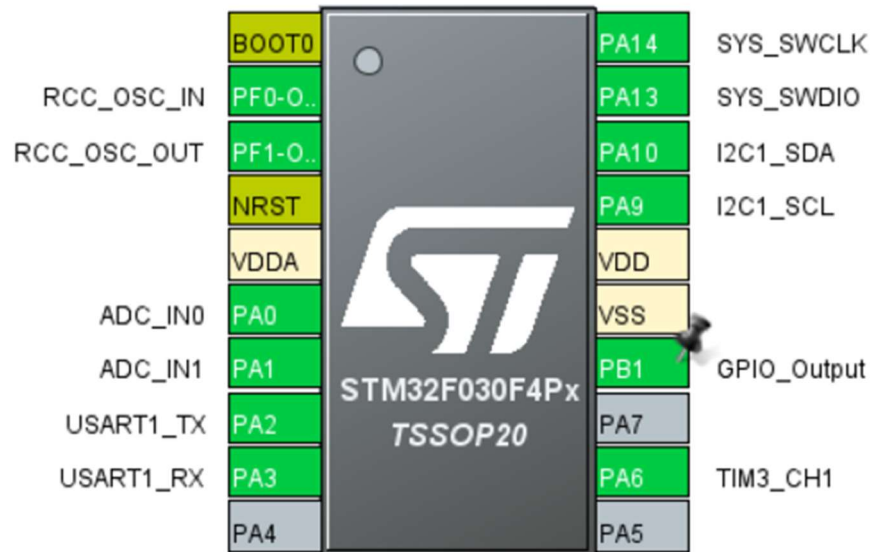


Рисунок 4.12 – Микроконтроллер STM32F030F4P.

Реализация опорного напряжения, для управления источником тока, была выполнена на основе RC фильтра, который преобразовывает ШИМ в постоянное напряжение. RC-цепь представлена на рисунке 4.13. Номиналы элементов были выбраны исходя из частоты среза. Задавшись частотой среза менее 100Гц, из существующих элементов были выбраны номиналы R7, R8, и C7. Частота среза данного фильтра составляет 72Гц.

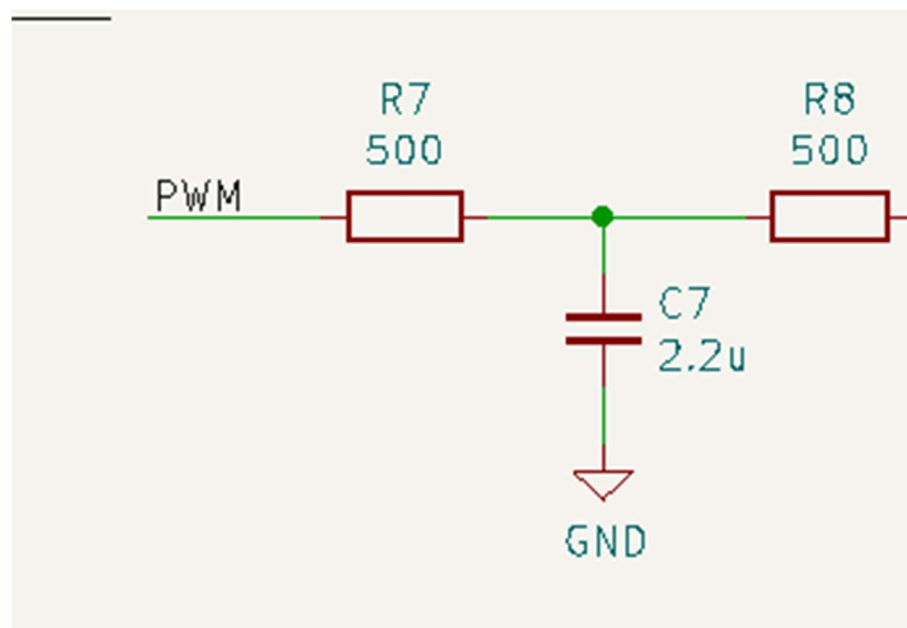


Рисунок 4.13. – RC-фильтр

была выполнена в свободно-распространяемом программном обеспечении Kicad 6.0. Для сборки устройства, были использованы SMD компоненты, типоразмерами не меньше 0805, что позволяет сборку без использования специального оборудования.

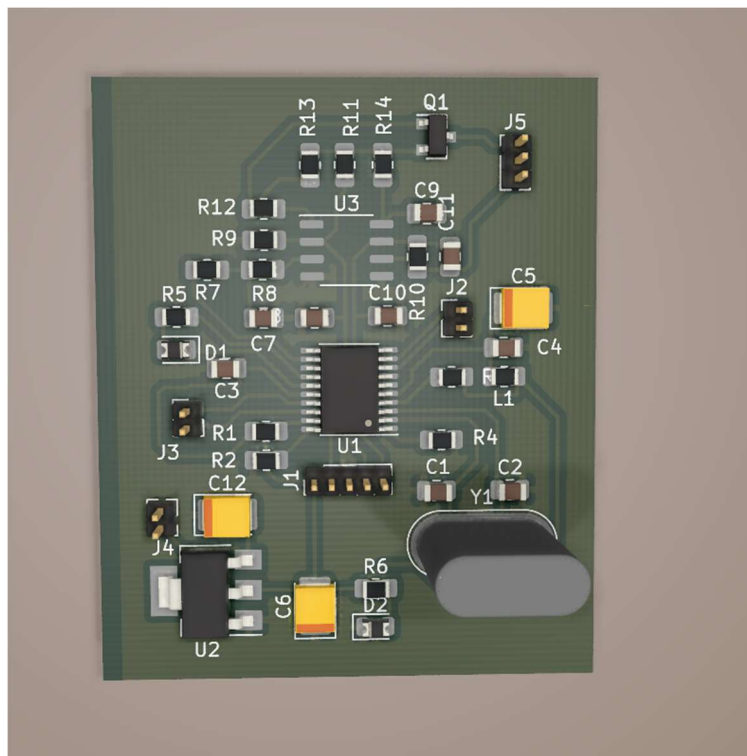


Рисунок 4.15 – Печатная плата устройства

Размеры устройства составляют: длина 45мм., ширина 35мм. Для уменьшения размеров можно разработать многослойную печатную плату, что уменьшит размеры, но сделает невозможным изготовление без применения специализированного оборудования.

5 Разработка программного обеспечения для микроконтроллера

Для работы устройства требуется реализовать соответствующее встраиваемое программное обеспечение, которое должно сконфигурировать внутренние узлы микроконтроллера, выполнять измерение и расчет выходного тока и тока фотодиода.

Для экономии места, для тактирования микроконтроллера, было решено отказаться от установки внешнего кварца. Тактирование осуществлялось со внутреннего генератора, частота работы ядра составила 32МГц.

Интерфейс UART, используемый для связи с ПК, был настроен на скорость 9600 бод, и использованием прерывания на прием.

Таймер, используемый для генерирования ШИМ, был настроен на частоту 10КГц, что позволяло изменять скважность от 0 % до 100% с шагом 0,03%, это позволяло изменять ток с шагом в 0,2 мА.

АЦП был настроен в режиме DMA. В данном режиме, контроллер DMA, автоматически считывает данные из регистра АЦП, и перемещает их в указанную ячейку памяти, после чего запускает новое преобразование. По окончании измерения указанных каналов, контроллер DMA генерирует прерывание об окончании преобразования.

Алгоритм работы программы, представлен на рисунке 5.1

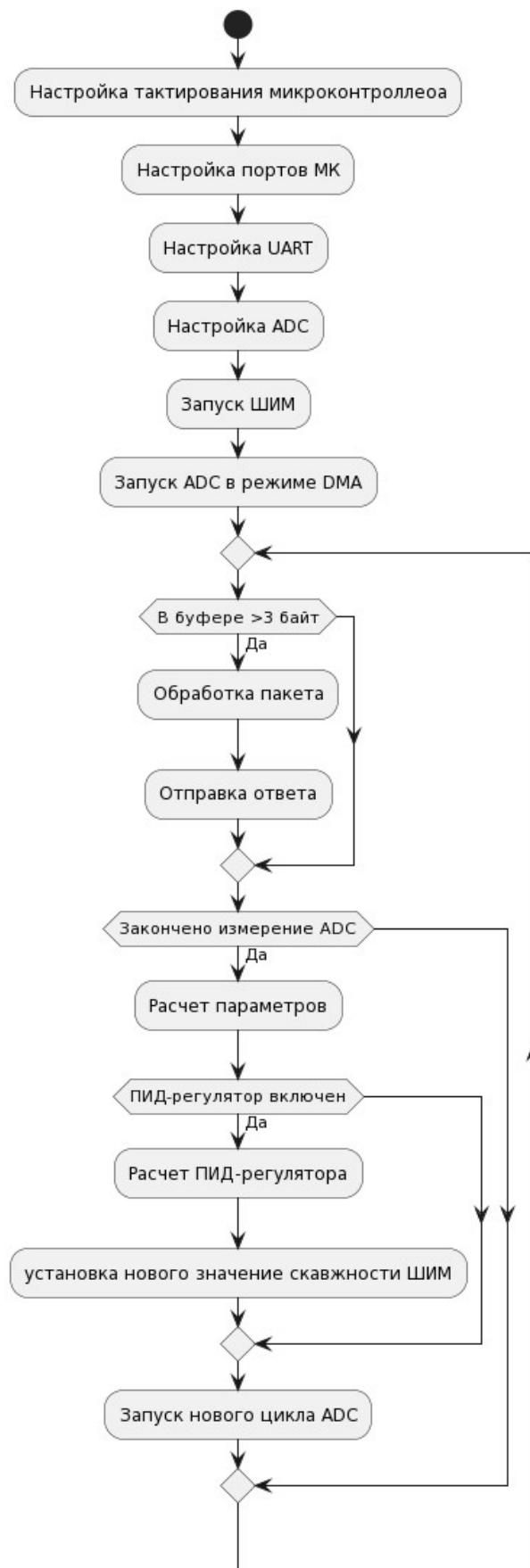


Рисунок 5.1 - Алгоритм работы программы

5.1 ПИД регулятор

Для регулирования выходного тока с учетом тока фотодиода, в качестве обратной связи, был реализован пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор.

Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор (ПИД) – автоматического алгоритм поддержания в заданном интервале одной или нескольких величин. Такие алгоритмы универсальны, при помощи ПИД-регуляторов реализуются различные законы регулирования.

Алгоритм учитывает фактическую величину, заданное значение или уставку, разность значений и скорость изменения контролируемых характеристик. ПИД регулятор позволяет быстро возвращать регулируемый параметр в допустимый интервал, точно удерживать величину и быстро реагировать на возмущающие воздействия, блок схема алгоритма ПИД регулятора представлена на рисунке *

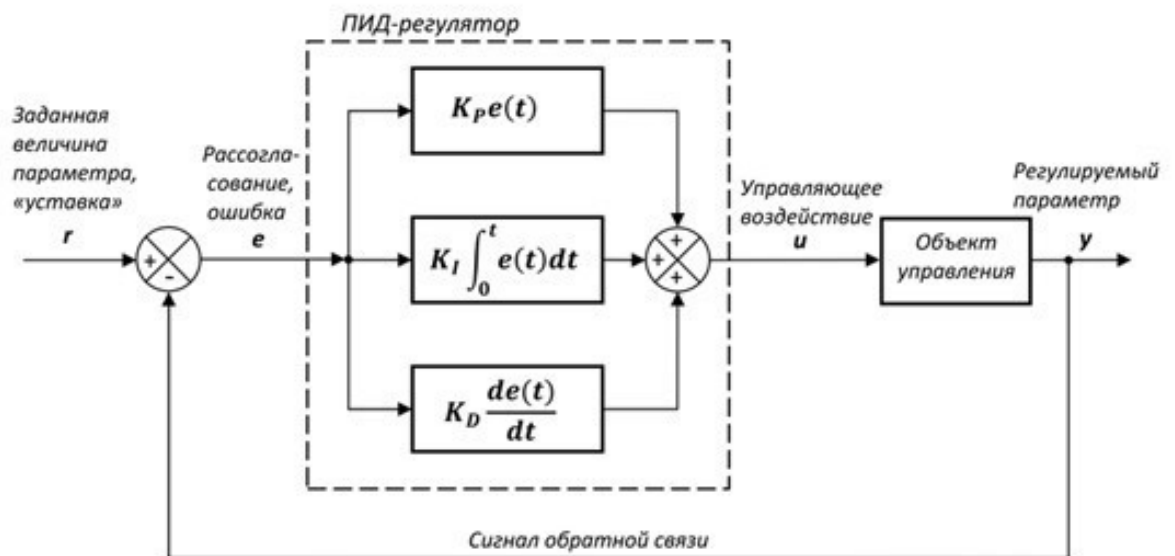


Рисунок * - Алгоритм ПИД регулятора

Выход ПИД регулятора, или управляющее воздействие, складывается из суммы трех составляющих регулятора: пропорциональной, интегральной и

дифференциальной. Разность между сигналом обратной связи и заданной величиной называют ошибкой регулирования.

Пропорциональная составляющая формируется из ошибки регулирования, умноженной на пропорциональный коэффициент регулятора K_p . Регуляторы, которые используют только пропорциональную составляющую, называются П-регуляторами, и имеют ограниченную точность, и постоянную статическую ошибку регулирования.

Для устранения данной ошибки вводится интегральная составляющая, которая пропорциональна интегралу ошибки регулирования по времени и интегрального коэффициента регулятора K_i . Интегральная составляющая, накапливает статическую ошибку, и вносит соответствующий вклад в управляющий сигнал. Регуляторы использующие пропорциональную и интегральную составляющие называется ПИ-регуляторами. Такие регуляторы имеют низкое быстродействие, так как при высоком значении интегрального коэффициента объект регулирования не будет успевать за изменением управляющего воздействия и система перейдет в колебательный режим.

Для увеличения быстродействия системы вводится дифференциальная составляющая, которая пропорциональна скорости изменения ошибки регулирования и дифференциального коэффициента регулятора K_d .

5.2 Вычисления с фиксированной точкой

Число с фиксированной точкой — формат представления вещественного числа в памяти ЭВМ в виде целого числа. В котором целой и вещественной части отводится фиксированное количество разрядов. Вычисления с использованием фиксированной точкой перед плавающей имеют следующие преимущества:

а Скорость вычисления, особенно на платформах без аппаратного вычислителя с плавающей точкой.

б Алгоритмически контролируемый диапазон значений переменных.

в Возможность контролировать сложность вычислений путем понижения точности при разработке алгоритма.

г Переносимость алгоритмов.

Так как в выбранном контроллере отсутствует математический модуль операций с плавающей запятой, было принято решение использовать вычисления с фиксированной точкой.

Числа с фиксированной точкой обозначаются нотацией $Q_{m,n}$, определенная Texas Instruments, состоит из буквы Q, за которой следует пара чисел m и n , где m - количество бит, используемых для целой части значения, а n - количество бит для записи дробной части и один бит для записи знака числа.

Например, спецификация $Q_{3,12}$ описывает знаковое число с фиксированной точкой с 16 битами в целом, включающими бит знака, три бита для целой части и 12 битов, которые описывают дробную часть.

В частности, когда n равно нулю, числа являются просто целыми числами. Если m равно нулю, все биты, кроме бита знака, являются дробными битами; тогда диапазон хранимого числа составляет от -1.0 (включительно) до +1 (не включительно). Для обозначения беззнакового двоичного формата с фиксированной точкой к Q может быть приписана буква U.

Разрешение (разница между двумя последовательными значениями) формата $Q_{m,n}$ или $UQ_{m,n}$ всегда равно 2^{-n} . Диапазон представляемых значений зависит от используемой нотации: Например, число формата $Q_{14,1}$ требует 16 бит, имеет разрешение $2^{-1} = 0,5$, а представляемые значения находятся в диапазоне от $-2^{14} = -16384,0$ до $+2^{14} - 2^{-1} = +16383,5$.

В данном проекте для представления вещественных чисел используется формат представления числа формата Q_{15.16}. Таким образом, для целой части используется 15 бит, для дробной – 16 бит. Разрешение составляет $2^{-16} \approx 0,0000152$.

5.3 Протокол

Для общения с ПК по последовательной шине UART, был реализован протокол общения, каждый пакет состоял из трех байт: номер команды, младший байт аргумента, старший байт аргумента. Описание протокола представлено в таблице *

Таблица * - Описание протокола

Описание команды	Название команды	Номер команды	Аргумент
Команда проверки связи	Init	1	Всегда 1
Получение значения 1 канала АЦП	GET_ADC_1	2	Значение 1 канала АЦП в мВ
Получение значения 2 канала АЦП	GET_ADC_2	3	Значение 2 канала АЦП в мВ
Получение скважности	GET_PWM_C	4	Скважность ШИМ
Получение измеренного тока	GET_CURRENT	5	Ток в мА
Установка тока	SET_CURRENT	6	Ток в мА
Установка уставки ПИД	SET_PID_POINT	7	Ток фотодиода в мкА*10
Получить уставку ПИД	GET_PID_POINT	8	Ток фотодиода в мкА*10
	GET_PID_ERROR	9	Ошибка регулирования
Получить выход ПИД	GET_PID_OUTPUT	10	Выход ПИД регулятора
Установить Кп	SET_KP	11	Пропорциональный коэффициент ПИД
Установить Кд	SET_KD	12	Дифференциальный коэффициент ПИД

Установить Ки	SET_KI	13	Интегральный коэффициент ПИД
Включить/Выключить ПИД регулятор	SET_PID_ENABLE	14	Разрешение работы регулятора. 1 – Пид регулятор работает, 0 – не работает.

6 Разработка программного обеспечения для ПК

Для тестирования, отладки и использование драйвера было реализовано прикладное программное обеспечение, которое позволит отправлять команда на драйвер с ПК, а также визуализировать значения.

Разработанное ПО имеет две вкладки. Первая вкладка, представленная на рисунке 6.1 – позволяет подключиться к устройству и отправлять команды. На данной вкладке отображаются принятые и отправленные команды

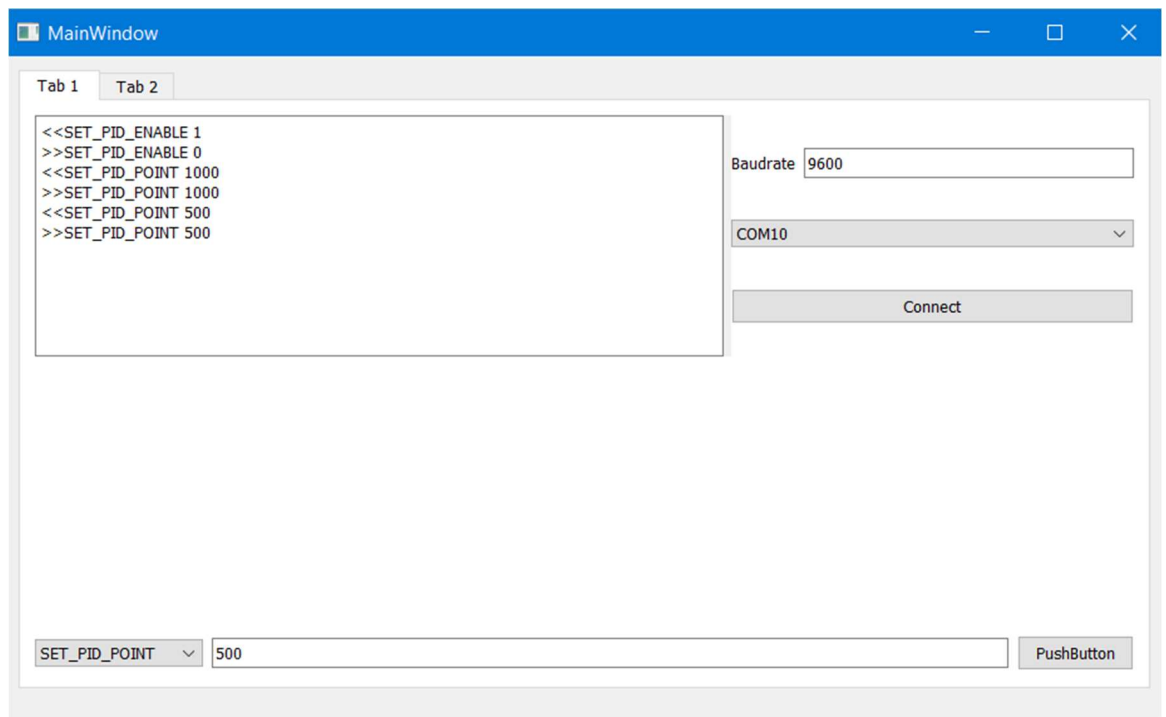


Рисунок 6.1 – Окно управления устройством

Вторая вкладка позволяет циклически отправлять команды и визуализировать возвращаемое значение на графике. Скриншот окна построения графика представлена на рисунке 6.2

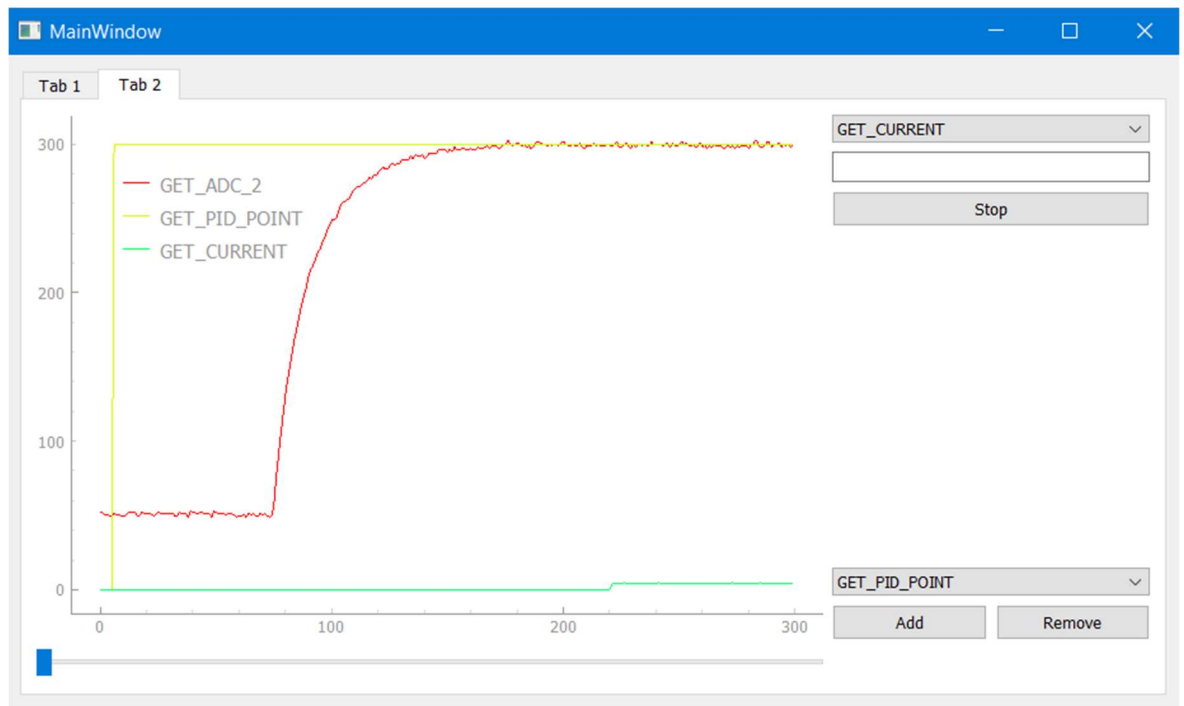


Рисунок 6.2 – Окно управления устройством

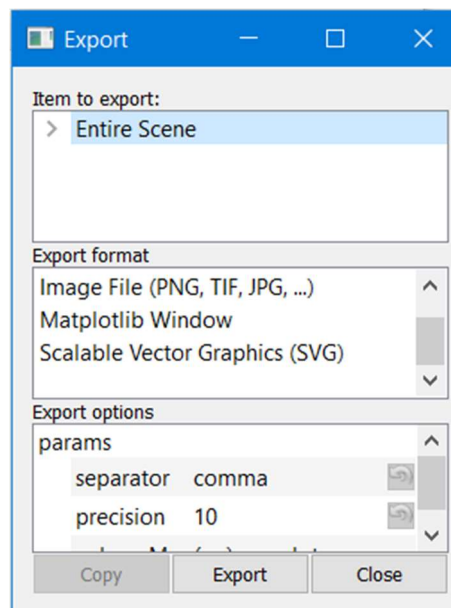


Рисунок 6.3 – Окно экспорта данных

7 Тестирование устройства

7.1 Настройка ПИД регулятора

Для корректной работы модуля питания в режиме поддержания оптической мощности, необходимо настроить коэффициенты контура ПИД регулятора. Выбор значений коэффициентов ПИД регулятора. Настройка контура производилась эмпирическим методом последовательного увеличения значения коэффициентов. На рисунке 7.1 продемонстрирована зависимость тока фотодиода, от изменения пропорционального коэффициента ПИД.

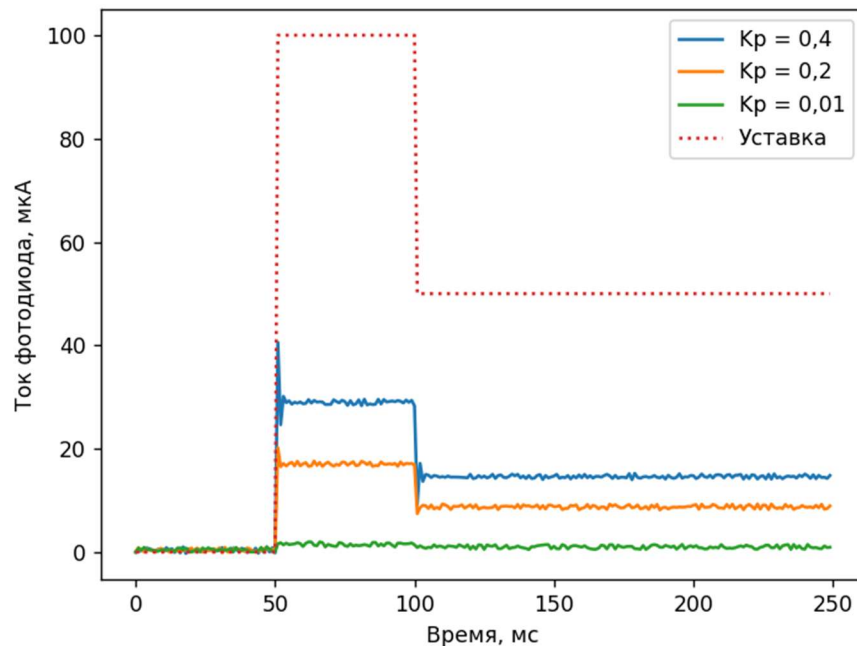


Рисунок 7.1 – Сигнал обратной связи при различных K_p

Так как данная система не обладает инерцией, реакция на изменения входного воздействия происходит мгновенно. При малом значении K_p изменение выходного сигнала практически не происходит, при высоком K_p на откликах появляются выбросы. Был выбран коэффициент K_p равный 0,2, так как он не приводил к выбросам и переход системы в колебательный режим. Большая статическая ошибка, обусловленная отсутствием инерции у системы, может быть уменьшена введением интегрального коэффициента ПИД. Сигнал

обратной связи при различных значениях интегрального коэффициента ПИД представлена на рисунке 7.2

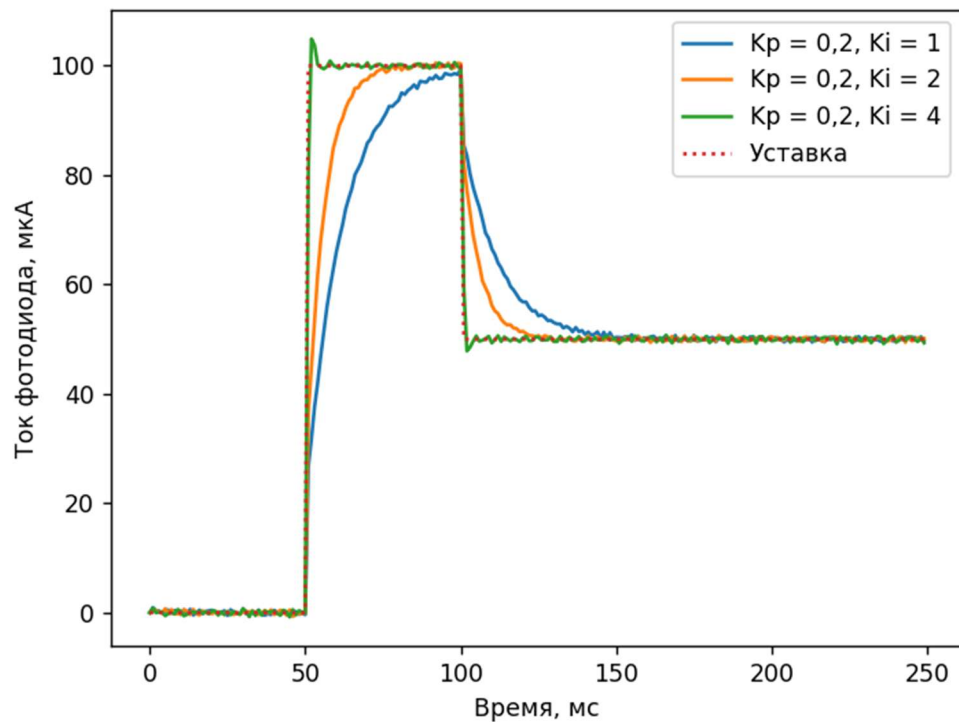


Рисунок 7.2 – Сигнал обратной связи при различных K_i

В результате добавления интегрального коэффициента, статическая ошибка регулирования сводится к нулю, однако при недостаточном значении интегральной составляющей, система долго выходит на режим, а при слишком высоком происходит перерегулирование системы. . Был выбран коэффициент K_i равный 2, при котором не происходило перерегулирования, а достижение уставки происходит менее чем за 50 мс.

Так как данная система обладает высоким быстродействием, введение дифференциальной составляющей не требуется. При ее добавлении, система переходит в колебательный режим, что и продемонстрировано на рисунке 7.3.

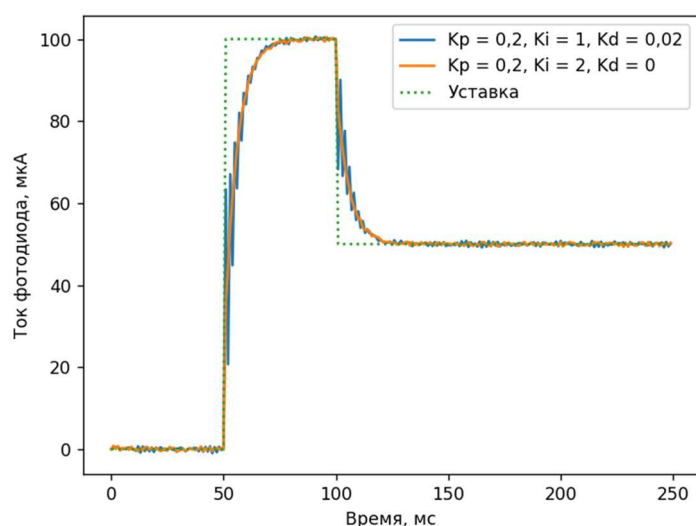


Рисунок 7.2 – Сигнал обратной связи при различных K_d

7.2 Тестирование источника тока

В таблице представлено результаты тестирования устройства, при различных значениях уставки на ток. Исследование проводилось на нагрузке 250 Ом. Реальный ток измерялся амперметром.

Таблица * Результаты тестирования источника тока

Задание на ток, мА	Реальный ток, мА	Измеренный ток АЦП, мА	Погрешность задания тока %	Погрешность измерения тока %
5	5,49	5,64	-9,8	2,66
10	10,9	11	-9,00	0,91
20	20,75	20,5	-3,75	-1,22
30	30,59	30,4	-1,97	-0,63
40	40,43	39,8	-1,08	-1,58
50	50,3	50,8	-0,60	0,98
60	60,1	59,4	-0,17	-1,18
70	69,9	70,4	0,14	0,71
80	79,8	80,3	0,25	0,62
90	89,6	89,9	0,44	0,33

100	99,4	100,1	0,60	0,70
120	119,1	120,3	0,75	1,00
140	138,7	139	0,93	0,22
160	158,3	159,2	1,06	0,57
180	177,8	178,3	1,22	0,28
200	197,3	198,5	1,35	0,60

Разработанный модуль питания, поддерживает заданный ток с погрешностью менее 10% во всем рабочем диапазоне, и менее 2% в диапазоне от 30 до 200 мА. Измерение тока происходит с погрешностью менее 3% во всем диапазоне.

Было проведено тестирование устройства питания, с различными сопротивлениями нагрузки. Результаты тестирования представлены на рисунке 7.4.

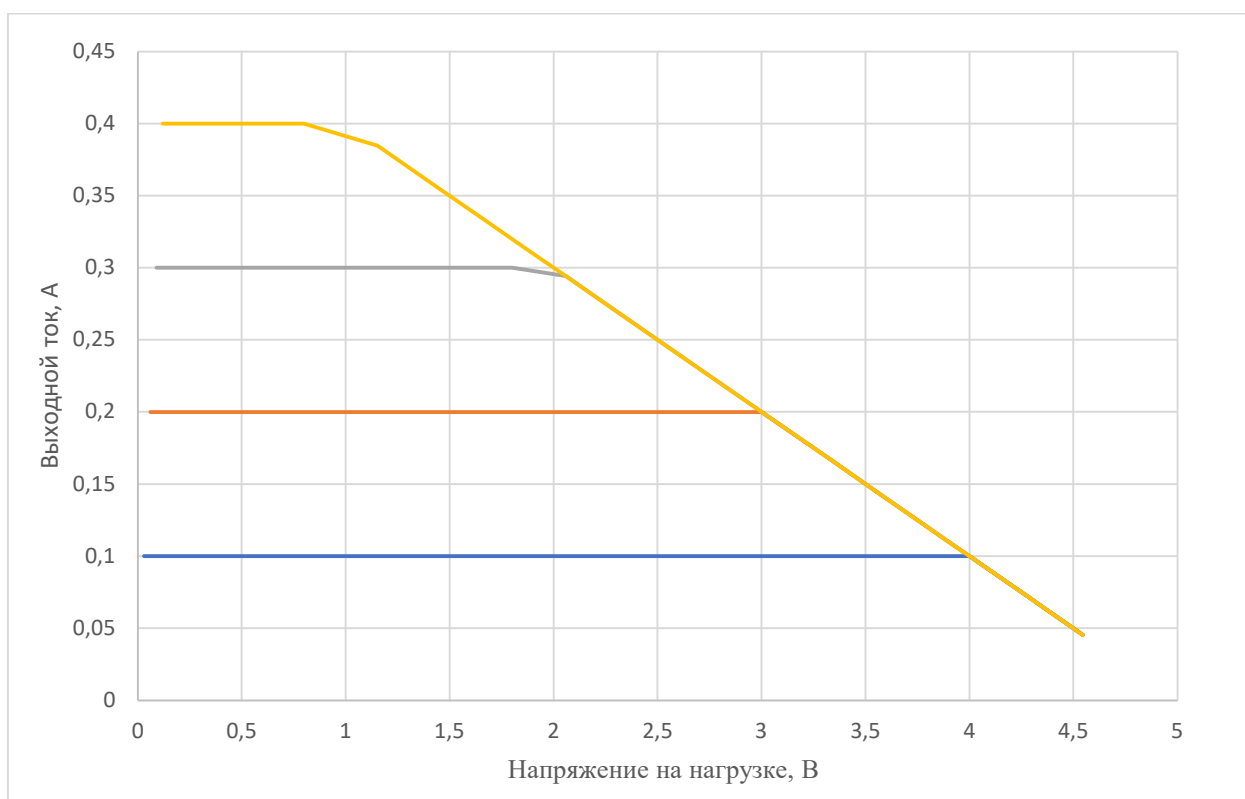


Рисунок 7.4 – Вольт-амперная характеристика устройства

Дополнительно был измерен уровень пульсаций напряжения на выходе модуля питания. Осциллограмма представлена на рисунке 7.5. Уровень пульсаций напряжения на нагрузке составляет 12мВ.

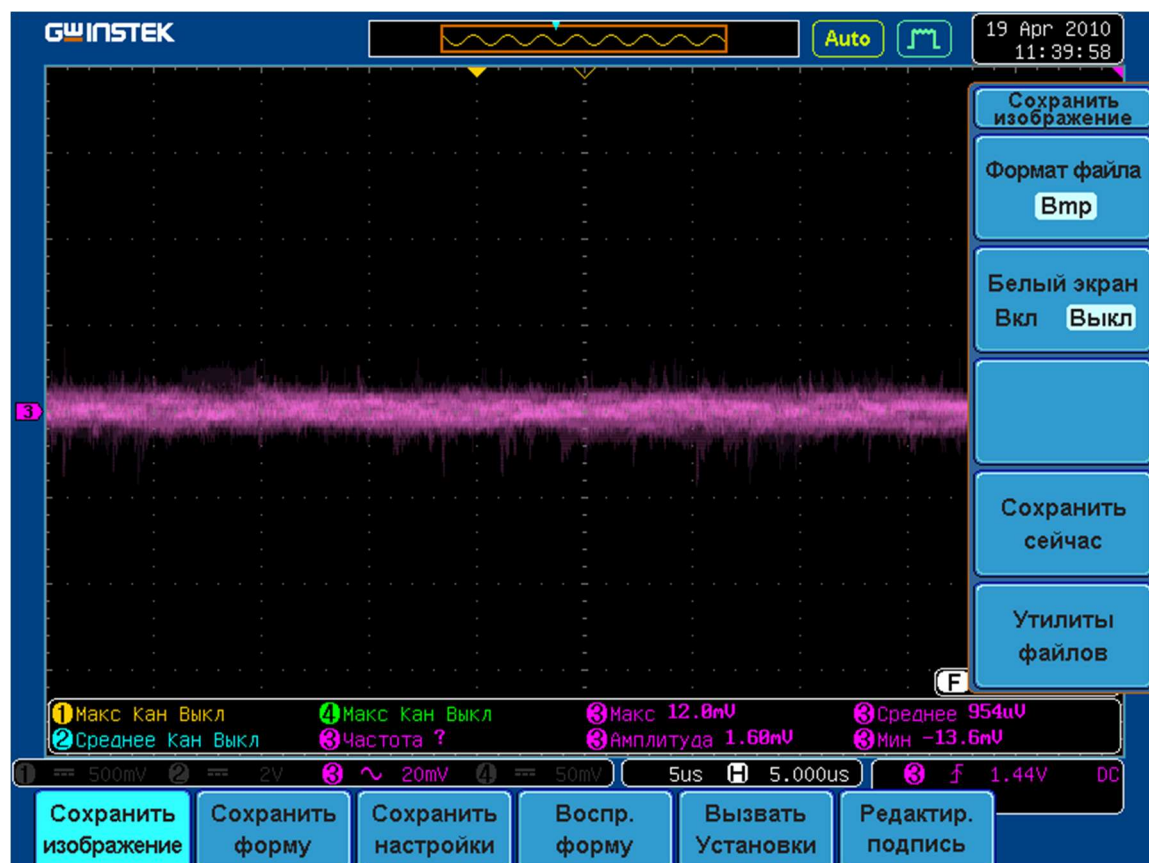


Рисунок 7.5 – Осциллограмма напряжения на нагрузке

7.3 Тестирование в радиофотонном тракте

Для проведения тестирования в радиофотонном тракте, был использован лазерный модуль AVANEX A1915LMM, представленный на рисунке 7.1. Данный модуль, содержит лазер DFB 3SPGroup, специально разработанный для приложений с аналоговой прямой модуляцией. Модуль поставляется в высокочастотном корпусе с РЧ-разъемом для стадии прототипирования. В состав модуля входят: лазерный диод, фотодиод, элемент Пельте и прецизионный термистор.



Рисунок 7.6 – Лазерный модуль AVANEX A1915LMM

В ходе тестирования, был проеден следующий эксперимент, разработанный драйвер лазерного модуля, был подключен к лазерному модулю, дополнительно ток контролировался внешним амперметром. Оптический выход модуля, был подключен к измерителю оптической мощности Joinwit JW3208C. Схема проведения эксперимента представлена на рисунке 7.2. Методика проведения эксперимента заключается в изменении тока лазерного диода и измерение оптической мощности и тока фотодиода. Эксперимент проводился при комнатной температуре 20⁰С. Результатом эксперимента являются: зависимость оптической мощности от тока лазерного диода и зависимость тока фотодиода.

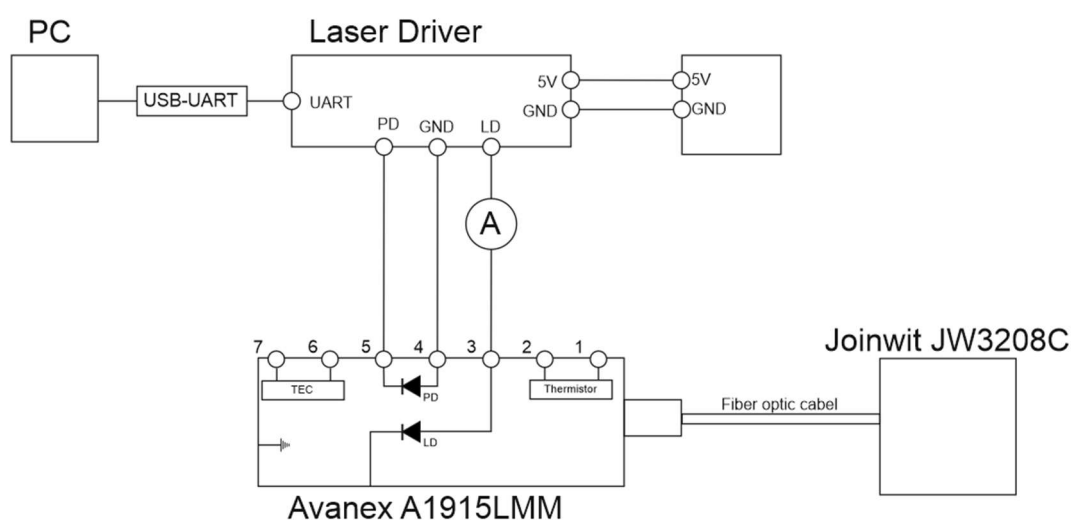


Рисунок 7.7 – Схема проведения эксперимента

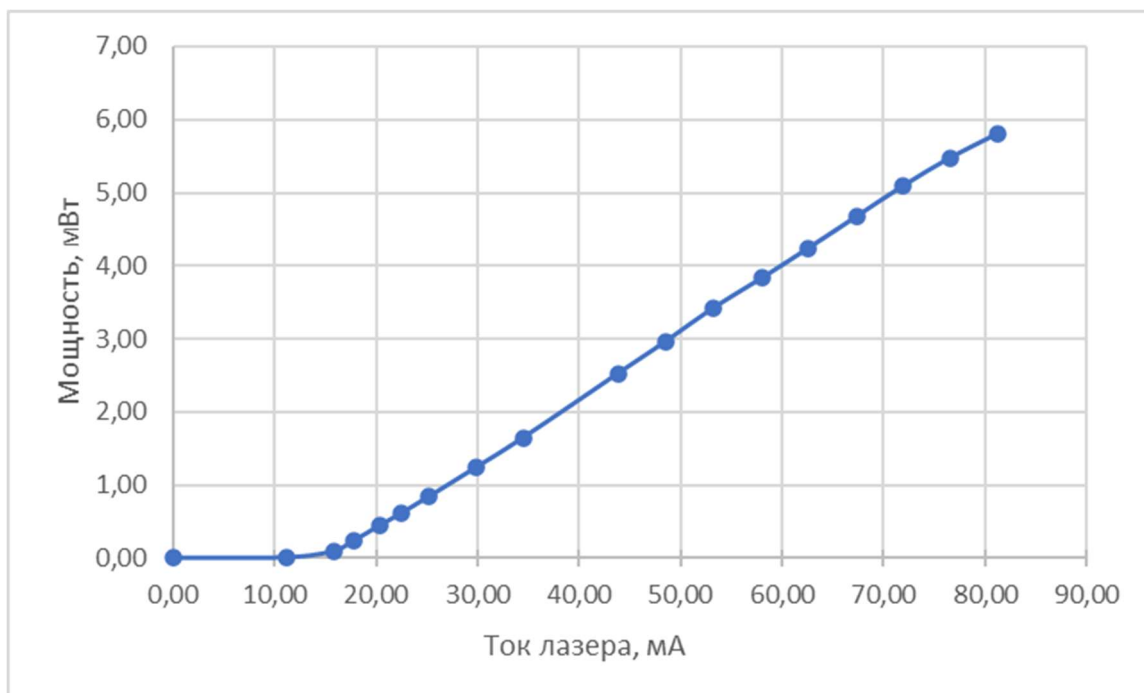


Рисунок 7.8 – Зависимость мощности лазера от потребляемого тока

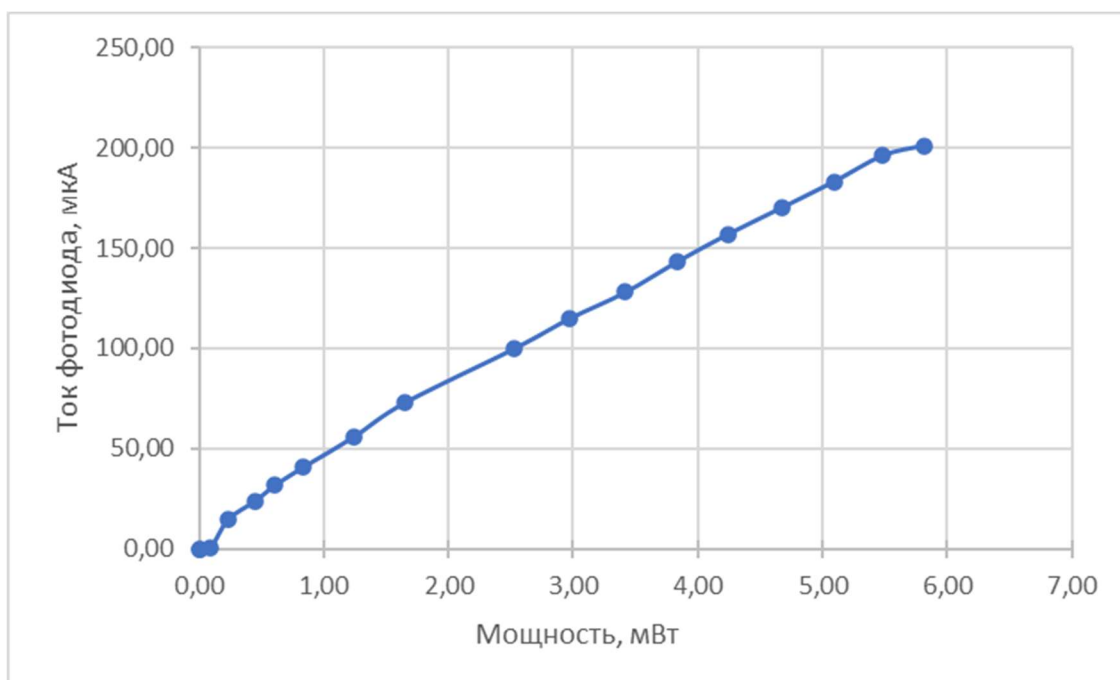


Рисунок 7.9 – Зависимость тока лазерного диода от оптической мощности

Для проведения следующего эксперимента, цель которого, провести исследования влияния температуры, на режимы работы лазера, был использован ТЕС-контроллер Thorlabs TTC001, представленный на рисунке 7.5. Данный контроллер позволяет изменять температуру, используя модуль

Пельте и терморезистор, установленные в корпусе лазерного модуля. Схема проведения эксперимента представлена на рисунке 7.6.



Рисунок 7.10 Thorlabs TTC001

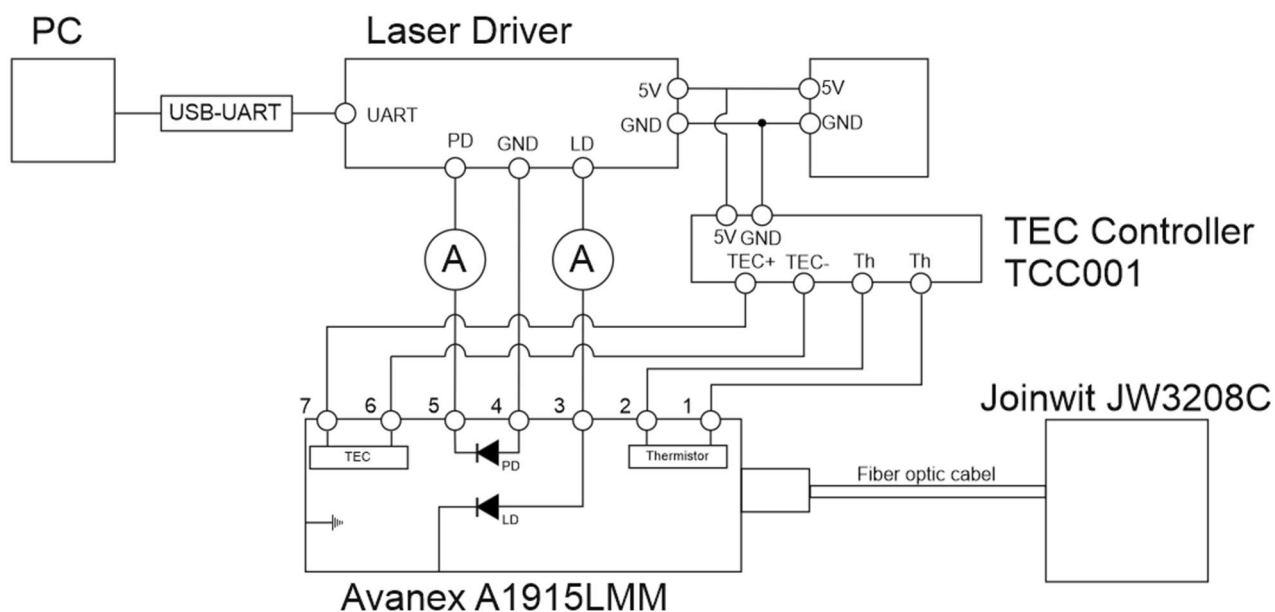


Рисунок 7.11 – Схема проведения эксперимента

В ходе проведения эксперимента, была получена зависимость изменения мощности лазерного диода от температуры, которая представлена на рисунке 7.12. При изменении температуры с 40 до 15 мощность изменяется более чем в 2 раза, с 5 до 2 мВт.

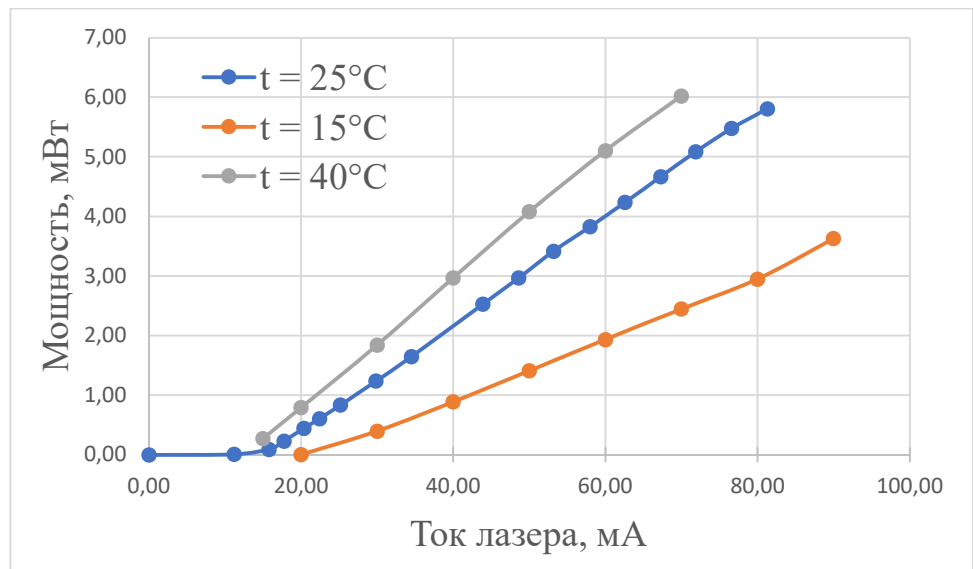


Рисунок 7.13 – Зависимость мощности лазера от потребляемого тока при различных температурах

Зависимость тока фотодиода от температуры представлена на рисунке 7.14. На основе полученных данных можно сделать следующие выводы: фотодиод, установленный в данном модуле, не подходит для стабилизации оптической мощности, так как его чувствительность сильно изменяется при изменении температуры.

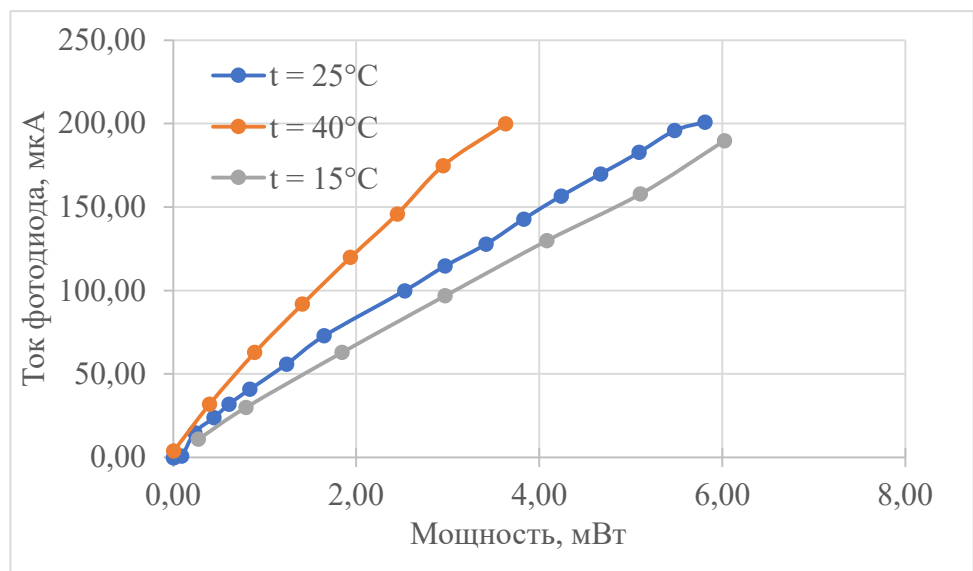


Рисунок 7.14 – Зависимость тока лазерного диода от оптической мощности при различных температурах

Следующий этап проведения эксперимента заключается в изменении температуры, при фиксированном токе лазерного диода. Результаты эксперимента представлены на рисунке 7.15. На основе полученных данных, можно сделать вывод, оптическая мощность лазерного диода, падает с ростом температуры, по линейному закону.

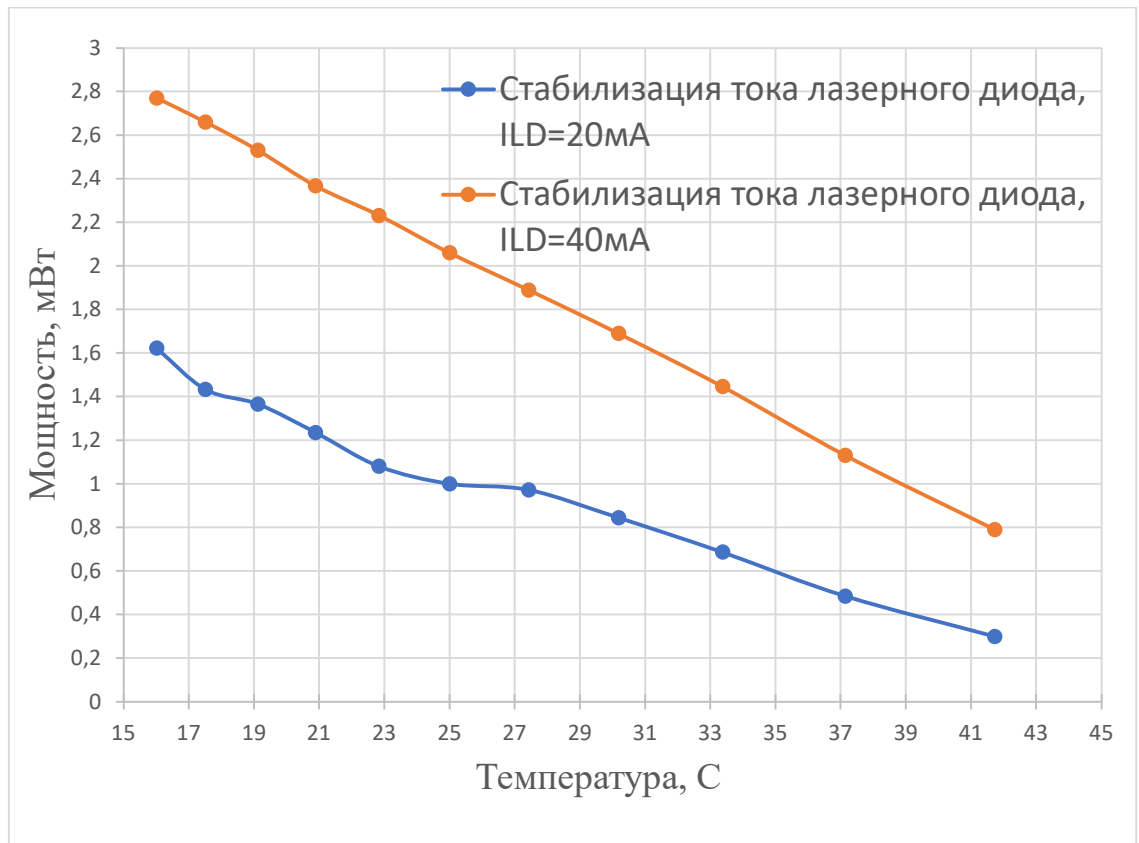


Рисунок 7.15 – Зависимость мощности лазерного излучения, при фиксированном токе лазера

Следующая часть эксперимента заключается в стабилизации, с использованием в качестве обратной связи, ток фотодиода. Результаты эксперимента представлены на рисунке 7.16. Изменение тока, от нагрева лазерного диода, в режиме стабилизации тока лазера, составляет 2мВт, а в режиме стабилизации с использованием обратной связи составляет 1мВт.

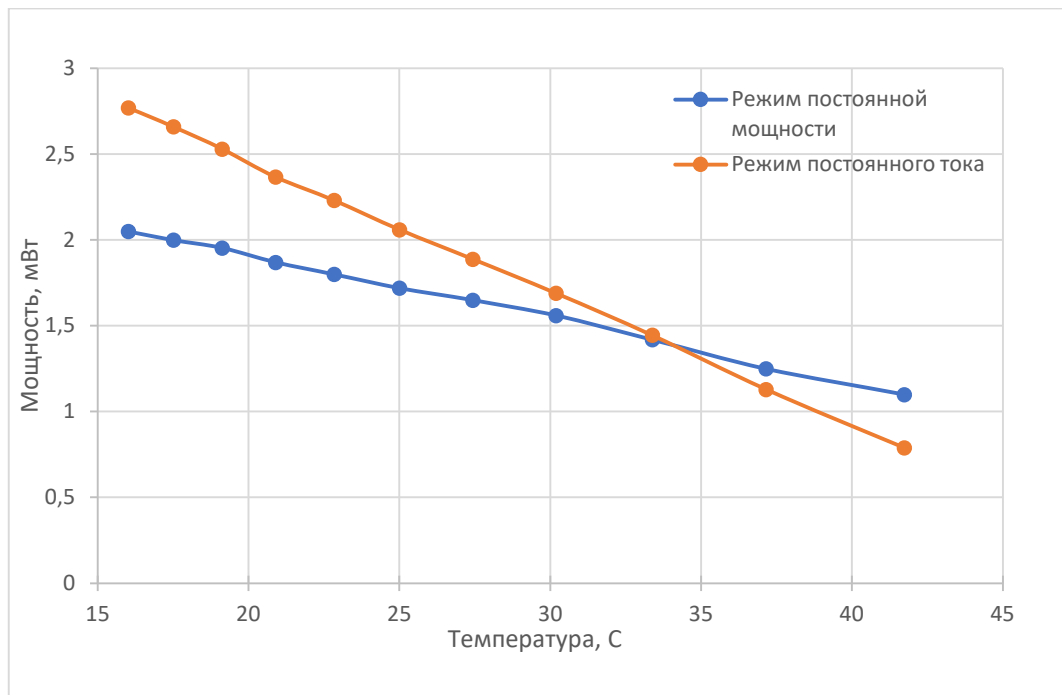


Рисунок 7.16 – Зависимость мощности от температуры, в режиме стабилизации тока и стабилизации мощности.

На рисунке 7.17 представлена временная диаграмма, тока фотодиода и тока лазерного диода. Источник питания был настроен на удержания тока фотодиода, равного 70мА. В момент $t=100\text{мс}$, был подан ток, на модуль Пельте, что привело к резкому изменению температуры, при этом, ток лазерного фотодиода падает, соответственно алгоритм ПИД регулятора, поднимает ток лазерного диода, чтобы удержать значение тока фотодиода.

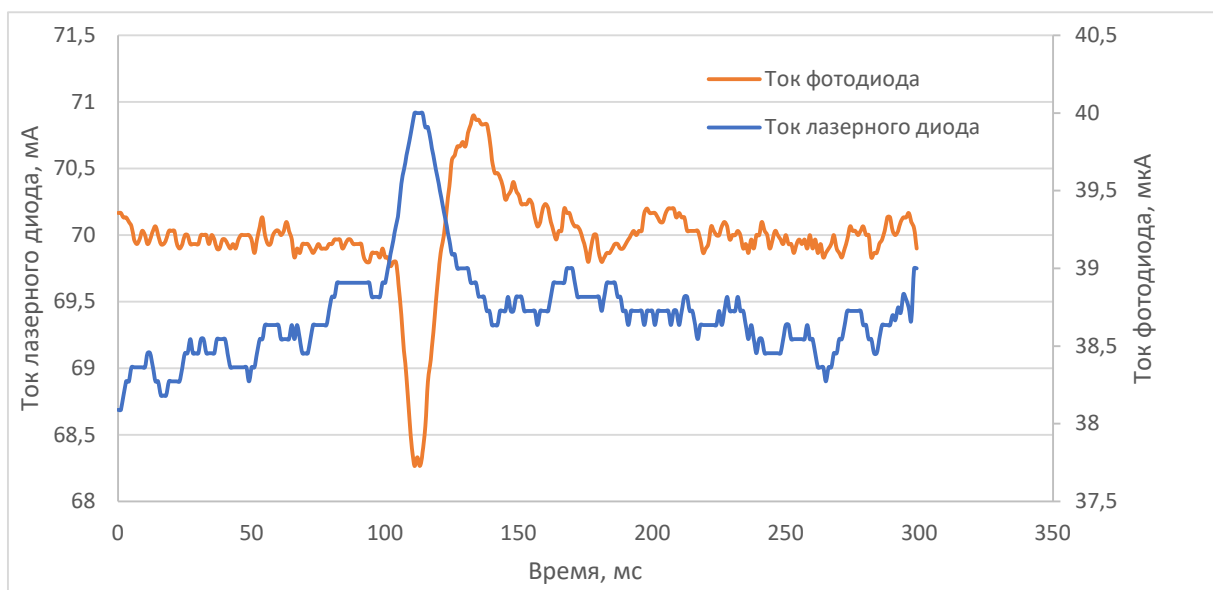


Рисунок 7.9 – Временная диаграмма регулирования

8 Заключение

В ходе выполнения практики был разработан программируемый модуль питания лазерного диода