

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«УЛЬЯНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Беринцев Алексей Валентинович

**ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ
ПАРАМЕТРОВ СЛАБЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
СИГНАЛОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ И
ПОЗИЦИОННО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ**

Специальность: 05.11.01 — Приборы и методы измерения по видам измерения
(электрические измерения)

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель — доктор технических наук, доцент
Сергеев Вячеслав Андреевич

Ульяновск – 2015

Оглавление

Введение	6
Глава 1. Применение многоэлементных преобразователей в современных средствах измерения и контрольно-измерительных системах	12
1.1. Многоэлементные преобразователи: структура, принципы работы и области применения	12
1.2. Двухэлементные преобразователи с дифференциальным включением датчиков	14
1.2.1. Структура и принципы получения измерительной информации	14
1.2.2. Измерительный преобразователь счетчика-расходомера РС-СПА	21
1.2.3. Координатно-чувствительные дифференциальные и четырехквadrантные преобразователи оптических сигналов	23
1.2.4. Координатно-чувствительные линейные фотоприемники .	27
1.3. Многоэлементные фотоэлектрические датчики излучения	30
1.3.1. Дискретные многоэлементные фотоэлектрические приемники излучения с прямолинейным расположением датчиков	30
1.3.2. Природа и характер электрических шумов ПЗС-линеек и матриц	32
1.3.3. Погрешности, обусловленные неоднородностью фоточувствительных элементов	35
1.3.4. Применение многоэлементных фотоприемников для определения максимума интенсивности излучения	36
Выводы	41

Глава 2. Способы повышения точности измерения параметров сигналов преобразователей с дифференциальным включением чувствительных элементов	43
2.1. Способ повышения точности измерения частоты слабого сигнала в дифференциальных преобразователях при синфазных помехах .	43
2.2. Способ повышения помехозащищенности в счетчике-расходемере РС-СПА при воздействии узкополосных синфазных помех	53
2.3. Повышение точности измерения координат светового пятна с использованием дифференциальной схемы включения координатно-чувствительного фотоприемника	57
2.4. Способ повышения точности измерения сигнала дифференциального фотодиода	63
Выводы	70
 Глава 3. Корреляционный метод повышения точности определения параметров оптических сигналов многоэлементными фотоприемниками	 72
3.1. Описание корреляционного метода сигнальной обработки	72
3.2. Определение шумовых параметров многоэлементного фотоприемника	75
3.3. Моделирование корреляционной обработки сигналов с учетом аддитивных шумов	79
3.4. Моделирование корреляционной обработки сигналов с учетом мультипликативных шумов	81
3.5. Моделирование корреляционной обработки сигналов с учетом аддитивных и мультипликативных шумов	82
3.6. Проверка корреляционного метода на брэгговских датчиках температуры	86
Выводы	89

Глава 4. Способы обработки сигналов многоэлементных

фотоприемников при измерении параметров оптических сигналов в динамическом режиме	91
4.1. Использование «бегущего» затвора для исследования динамики изменения оптических сигналов	91
4.2. Измерение параметров излучения светодиодов в динамических режимах	97
4.2.1. Способ определения температурного сдвига спектра с помощью фотоприемной ПЗС-линейки	97
4.3. Способ определения температурного сдвига спектра светодиода с помощью матрицы	103
4.3.1. Описание экспериментальной установки	104
4.3.2. Определение температурного сдвига спектра светодиода в начале нагрева	107
4.4. Анализ полученных результатов	110
Выводы	112

Глава 5. Погрешности тепловой природы многоэлементных датчиков 114

5.1. Погрешности тепловой природы дифференциальных преобразователей	114
5.2. Оценка погрешности тепловой природы измерительных преобразователей с дифференциальным включением датчиков . .	120
5.3. Влияние собственного разогрева КМОП-матрицы на измерение спектрального сдвига	127
Выводы	134

Заключение 136

Список литературы 138

Приложение А. Технические характеристики ПЗС- и	
КМОП-фотоприемников	152
Приложение Б. Иллюстрации к работе программы настройки	
расходомера-счетчика РС-СПА	155
Приложение В. Иллюстрации к работе измерительной установки . . .	157

Введение

Актуальность темы исследования. В современной измерительной технике широко применяются многоэлементные датчики, содержащие два и более однотипных чувствительных элемента и позволяющие преобразовывать различные пространственно распределенные физические величины в электрические сигналы. Такие устройства работают, как правило, в условиях помех различной природы и нестационарных тепловых режимах. Чувствительные элементы датчиков имеют различный уровень собственных электрических шумов, спектр и уровень которых зависят от режима включения и значения измеряемой физической величины; температура чувствительных элементов датчиков может существенно различаться в процессе измерения.

Одним из наиболее распространенных вариантов таких измерительных преобразователей являются преобразователи с дифференциальным включением чувствительных элементов. Преимуществом такой схемы включения является возможность подавления внешних синфазных помех и собственных шумов чувствительных элементов. Дифференциальное включение чувствительных элементов используется в датчиках давления [93, 94], в счетчиках-расходомерах автогенераторного типа [3, 52, 57, 97] в магнитометрах [20, 79] в измерителях перемещений [31, 53], в радиометрах электромагнитных излучений различных диапазонов [23, 101] и других средствах измерения [16, 30, 61, 63, 108]. Корреляционные и спектральные и методы повышения точности определения полезных сигналов таких датчиков, развитые в работах Новицкого П. В., Мирского Я. М., Волгина Л. И., Мартяшина А. И., Шляндина В. М., Островского Л. А., Шахова Э. К. основаны на использовании свойств симметрии включения датчиков и симметрии преобразуемого сигнала. Однако возможности спектральных и корреляционных методов фильтрации сигналов таких датчиков при совместном действии аддитивных и мультипликативных шумов, а также синфазных и противофазных помех исследованы недостаточно. Вопросы оценки

погрешностей обусловленных нестационарными тепловыми режимами работы чувствительных элементов практически не рассматривались.

В связи с развитием оптоэлектроники активно развиваются средства измерения с преобразованием различных физических величин в параметры оптического излучения с дальнейшим преобразованием в электрический сигнал. Наиболее активно в последнее десятилетие развиваются многоэлементные фотоэлектрические приемники: ПЗС и КМОП линейки и матрицы [115, 126], а также позиционно-чувствительные датчики с пространственно распределенным чувствительным элементом. Такие преобразователи энергии оптического излучения в электрические сигналы находят широкое применение в системах технического зрения, тепловидении, оптоволоконных контрольно-измерительных системах на основе брэгговских датчиков. Пространственно распределенные чувствительные элементы фотоэлектрических преобразователей также характеризуются индивидуальными оптическими и электрическими характеристиками, собственными шумами [7, 10, 26, 128]. Технологические возможности снижения собственных шумов и разброса технологических параметров чувствительных элементов [30, 50, 51, 121] ограничены. Требуется разработка и исследование предельных возможностей корреляционных и спектральных методов измерения слабых сигналов таких датчиков на фоне помех различной природы.

Цель работы – повышение точности измерения параметров слабых электрических сигналов многоэлементных и позиционно-чувствительных датчиков на фоне собственных шумов чувствительных элементов и внешних помех различного вида, включая помехи тепловой природы.

Поставленная цель достигается решением **следующих задач**.

1. Анализ метрологических характеристик современных методов и средств определения параметров электрических сигналов многоэлементных преобразователей в условиях помех различного вида.

2. Разработка и исследование способов повышения точности измерения частотно-временных параметров электрических сигналов дифференциальных преобразователей в условиях помех с применением преобразования Хартли.

3. Разработка и исследование предельных возможностей корреляционных методов по точности измерения слабых электрических сигналов многоэлементных фотоэлектрических преобразователей с учетом раздельного и совместного действия мультипликативных и аддитивных шумов чувствительных элементов.

4. Анализ и оценка влияния тепловых режимов работы многоэлементных преобразователей на точность определения параметров электрических сигналов.

5. Разработка и экспериментальная апробация способов и алгоритмов определения параметров сигналов многоэлементных фотоэлектрических преобразователей в условиях помех.

Научная новизна.

1. Предложен способ повышения точности и помехоустойчивости, без снижения быстродействия, определения частоты слабых электрических сигналов дифференциальных преобразователей на фоне синфазных помех с применением преобразования Хартли.

2. Предложен способ повышения точности и предельной чувствительности определения параметров сигнала позиционно-чувствительного оптического датчика с использованием дифференциальной схемы включения и преобразования величины смещения светового пятна в разность фаз синусоидального напряжения.

3. Показано, что при определении корреляционным методом положения максимума интенсивности оптического излучения по сигналам фотоприемных ПЗС- и КМОП-линеек существует оптимальная ширина опорного сигнала, при которой погрешность определения максимума интенсивности минимальна.

4. Впервые рассмотрены и получены оценки погрешности тепловой природы дифференциальных датчиков, обусловленной нестационарным разогревом датчиков и их чувствительных элементов. Показано, что указанная погрешность

достигает максимума через некоторое время после включения датчика, определяемое тепловыми параметрами чувствительных элементов.

5. Впервые разработана методика измерения и исследована динамика сдвига изображения на КМОП-матрице, обусловленная саморазогревом КМОП-матрицы в процессе работы; предложен алгоритм коррекции результатов измерения параметров сигналов КМОП-матрица при ее саморазогреве.

6. Разработаны способы и устройства для измерения переходных тепловых характеристик светодиодов в начале нагрева по сдвигу спектра излучения светодиода, измеренному КМОП-линейкой или КМОП-матрицей.

Теоретическая и практическая значимость.

1. Показана эффективность применения преобразования Хартли для измерения параметров слабых электрических сигналов дифференциальных датчиков в условиях синфазных помех.

2. Получены оценки предельных возможностей корреляционного метода по точности определения параметров сигналов брэгговских датчиков, как при раздельном так и при совместном действии аддитивных и мультипликативных шумов чувствительных элементов фотоэлектрического многоэлементного датчика; получены оценки оптимальной ширины опорного сигнала.

3. Вклад в теорию многоэлементных измерительных преобразователей состоит также в учете погрешностей, обусловленных нестационарными тепловыми режимами чувствительных элементов в процессе измерения.

4. Алгоритмы обработки сигналов могут быть использованы при построении средств измерения и измерительных систем на основе дифференциальных датчиков и многоэлементных фотоприемников.

Положения, выносимые на защиту.

1. Применение преобразования Хартли позволяет повысить точность определения частоты слабого сигнала дифференциальных датчиков на фоне синфазных помех в 5-8 раз, а помехоустойчивость на 20 дБ по сравнению с традиционным алгоритмом с использованием максимума энергетического спектра без

уменьшения быстродействия.

2. Применение дифференциальной схемы включения и способа преобразования сигнала линейного позиционно-чувствительного фотоэлектрического преобразователя в разность фаз гармонического сигнала позволяет уменьшить погрешность измерения сдвига светового пятна на 10–15% по сравнению с известным способом преобразования сдвига в напряжение.

3. Погрешность определения положения максимума интенсивности оптического излучения по сигналам многоэлементных фотоэлектрических приемников корреляционным методом при раздельном и совместном действии аддитивных и мультипликативных помех минимальна при определенной ширине опорного сигнала, которая не зависит от характера и уровня шума.

4. Оценки погрешностей дифференциальных датчиков, обусловленные нестационарными тепловыми режимами работы чувствительных элементов и различием их температур в процессе измерения.

5. Методика и результаты измерения сдвига изображения на рабочем поле КМОП-матрицы, обусловленного саморазогревом матрицы.

6. Способы и устройства для измерения сдвига спектра излучения светодиодов в результате саморазогрева с использованием КМОП-линейки или КМОП-матрицы и методика определения тепловых параметров СИД по указанному сдвигу.

Степень достоверности и апробация результатов.

Достоверность подтверждается повторяемостью результатов при многократных измерениях, совпадением результатов измерений с теоретическими расчетами и результатами моделирования, практической реализацией датчиков и измерительных устройств. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на X всероссийской научно-технической конференции «Информационные системы и модели в научных исследованиях, промышленности, образовании и экологии» (Тула, 2012 г.), 15-й региональной научной школы-семинара «Актуальные проблемы физической и функциональ-

ной электроники» (г. Ульяновск 2012 г.), IX Всероссийской конференции «Нитриды галлия, индия и алюминия - структуры и приборы» (г. Москва, 2013 г.), XVI Международной конференции «Опто-наноэлектроника, нанотехнологии и микросистемы» (г. Ульяновск, 2013 г.), XI Международной научно-технической конференции «Оптико-электронные приборы и устройства в системах распознавания образов, обработки изображений и символьной информации» (г. Курск 2013 г.), VI Всероссийской научно-практической конференции «Современные наукоемкие инновационные технологии» (г. Самара, 2014 г.).

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы использованы в ООО «ЛОМО–прибор» для улучшения метрологических характеристик расходомера-счетчика РС СПА-М(РС-П), в Ульяновском филиале Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова Российской академии наук при проведении исследований по тематическому плану НИР, при выполнении НИР в рамках «Программы стратегического развития УлГУ на 2012–2016 годы».

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 23 работы, в том числе 7 статей в научных журналах из перечня ВАК Минобрнауки РФ, 4 патента на изобретения и полезные модели, 6 статей в сборнике трудов и 6 – в сборниках трудов конференций.

Личный вклад автора. Содержание диссертации и основные положения, выносимые на защиту, отражают персональный вклад автора в опубликованные работы. Подготовка к публикации полученных результатов проводилась совместно с соавторами, причем вклад диссертанта был определяющим. Все представленные в диссертации результаты получены лично автором.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 5 глав, заключения, библиографии и 3 приложений. Общий объем диссертации 158 страниц, из них 137 страниц текста, включая 73 рисунка и 6 таблиц. Библиография включает 128 наименований на 15 страницах.

Глава 1

Применение многоэлементных преобразователей в современных средствах измерения и контрольно-измерительных системах

1.1. Многоэлементные преобразователи: структура, принципы работы и области применения

Датчик – устройство, являющееся первичным элементом цепи измерения, контроля или регулировки какой-либо физической величины, изменяемый вместе с этой величиной некоторый параметр которого (сигнал) может преобразовываться данной цепью для дальнейшего использования в соответствии с назначением цепи. В основе работы измерительных преобразователей лежит преобразование энергии одного вида в другой. Энергетическое представление принципа работы измерительных преобразователей, базируется на двух фундаментальных законах – законе сохранения энергии и принципе обратимости, что стало предпосылкой для создания академиком А. А. Харкевичем основ общей теории измерительных преобразователей. Дальнейшее развитие общей теории измерительных преобразователей нашло свое отражение в работах Л. А. Островского, П. В. Новицкого, Л. И. Волгина и др.

Во многих практических (научных, производственных и бытовых) задачах необходимо одновременное измерение однородных или разнородных пространственно-распределенных физических величин: параметров материалов, конденсированных сред, физических полей, интенсивности излучений и т. д. Для этих целей широко применяются многоэлементные преобразователи или датчики. В измерительных задачах широко применяют искусственное пространственное разделение измеряемых величин, например в методах сравнения:

дифференциальном, нулевом и т. д.

Применение многоэлементных средств измерений позволяет ставить и решать более сложные задачи, связанные с измерением параметров объектов и их исследованием. Многоэлементные датчики применяются в задачах, для решения которых оказывается полезным получение информации об объекте исследования из нескольких источников. Примером могут служить мостовые цепи, где каждое плечо моста можно рассматривать как отдельный чувствительный элемент (ЧЭ) и которые находят применение в контрольно-измерительной технике, в автоматике и системах управления и имеют многоэлементную схему замещения. Параметры такой схемы замещения (сопротивления, емкости и индуктивности) соответствуют информативным параметрам исследуемых объектов. Измерение параметров исследуемого объекта при таком представлении сводится к измерению параметров каждого ЧЭ и анализе взаимодействия между ЧЭ. Для анализа обычно применяют усреднение, нахождение разности (дифференциальные датчики). При большом количестве ЧЭ применяются статистические методы обработки данных. Это позволяет расширить круг задач связанных с преобразованием выходных величин датчиков в системах контроля и управления. Для решения этих задач широко применяются емкостные, резистивные и индуктивные датчики, с помощью которых воспринимаются неэлектрические величины, характеризующие состав и свойства веществ, материалов и условия протекания производственных процессов. Принцип действия таких датчиков основан на изменении их параметров при изменении электрических или магнитных свойств контролируемой среды.

Особое место при решении измерительных задач занимают методы, обладающие наибольшим быстродействием. Именно эти методы наиболее эффективны при высокоскоростном экспресс-анализе состояния наблюдаемых объектов. Использование многоэлементных датчиков позволяет проводить измерения одновременно по нескольким каналам. Во многих технических устройствах и системах используются двухэлементные измерительные преобразователи с диф-

ференциальным включением датчиков. Высокое значение коэффициента подавления синфазного сигнала дифференциальных усилителей (более 100 дБ) позволяет выделить относительно слабые сигналы на фоне синфазных помех.

Однако в реальных условиях эксплуатации не удастся добиться абсолютной идентичности датчиков и цепей преобразования. Это приводит к тому, что реальный уровень помехозащищенности подобных измерительных преобразователей оказывается существенно ниже [47, 71, 99].

1.2. Двухэлементные преобразователи с дифференциальным включением датчиков

1.2.1. Структура и принципы получения измерительной информации

Дифференциальным называется метод измерений, при котором измеряется разность между измеряемой величиной и однородной величиной с известным значением, незначительно отличающееся от значения измеряемой величины.

При дифференциальном методе производится неполное уравнивание измеряемой величины x величиной x_m , воспроизводимой мерой, и определение их разности Δx . Следовательно, результат измерений равен $x = x_m + \Delta x$.

Дифференциальный метод представляет собой метод сравнения с мерой, в котором на измерительный прибор воздействует разность измеряемой величины и известной величины, воспроизводимой мерой, причем эта разность не доводится до нуля, а измеряется измерительным прибором прямого действия.

То обстоятельство, что здесь измерительный прибор измеряет не всю величину x , а только ее часть Δx , позволяет уменьшить влияние на результат измерения погрешности измерительного прибора, причем влияние погрешности измерительного прибора тем меньше, чем меньше разность Δx . При малых разностных величинах точность измерения дифференциальным методом приближается к точности измерения нулевым методом и определяется лишь погрешно-

стью меры. Кроме того, дифференциальный метод не требует меры переменной величины.

Частным случаем дифференциального метода является нулевой метод измерений, где в результате эффект действия измеряемой величины и меры на компаратор доводят до нуля. В этом случае значение измеряемой величины равняется значению, которое воспроизводит мера.

Дифференциальный метод обеспечивает снижение погрешности измерений. Для борьбы с систематическими погрешностями используют метод замещения, при этом измеряемую величину замещают величиной, воспроизводимой мерой. Поскольку эти измерения делают одним прибором в одинаковых условиях, систематическая погрешность измерений может быть в значительной степени скомпенсирована.

В некоторых измерительных задачах удобно применение других разновидностей метода сравнения с мерой: метода дополнения и метода совпадений. Метод дополнения — метод сравнения с мерой, при котором измеряемая величина дополняется мерой так, чтобы на средство измерения действовала их сумма, которая будет равна заранее известному значению.

Измеряемая неэлектрическая величина может неоднократно преобразовываться для согласования пределов ее измерения с пределами преобразования и получения более удобного для вида входного воздействия. Для выполнения подобных преобразований в прибор вводят несколько предварительных преобразователей неэлектрических величин в неэлектрические.

При большом числе промежуточных преобразований в приборах непосредственной оценки существенно возрастает суммарная погрешность. Для снижения погрешности также применяют дифференциальные измерительные преобразователи, которые имеют меньшую аддитивную погрешность, меньшую нелинейность функции преобразования и повышенную чувствительность по сравнению с аналогичными недифференциальными преобразователями.

Дифференциальные преобразователи (ДП) находят весьма широкое применение в современной измерительной технике. Оба канала ДП должны быть одинаковыми и находиться в одинаковых рабочих условиях. Структурная схема ДП показана на рисунке 1.1. Входные физические величины x_1 и x_2 воздействуют

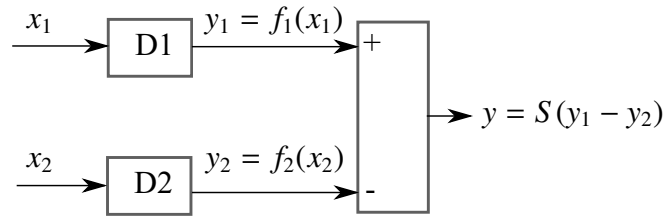


Рисунок 1.1 – Структурная схема дифференциального преобразователя

на первый и второй ЧЭ соответственно. Функции преобразования каждого ЧЭ определяются выражениями:

$$y_1 = f_1(x_1), \quad (1.1a)$$

$$y_2 = f_2(x_2) \quad (1.1б)$$

и зависят как от конструкционно-топологических параметров ЧЭ, так и от параметров воздействия внешней среды, например, температуры. Выходная величина ДП y является некоторой, как правило, линейной, функцией разности выходных физических величин y_1 и y_2 чувствительных элементов:

$$y = S \cdot (y_1 - y_2), \quad (1.2)$$

где S — чувствительность вычитающего преобразователя. В ДП с опорным каналом (или плечом) на один из ЧЭ (например, второй) действует опорная физическая величина, имеющая заданное значение

$$x_2 = x_0, \quad (1.3a)$$

а на другой (соответственно, первый) ЧЭ воздействует измеряемая физическая величина x_1 , которую для удобства последующих преобразований запишем в виде:

$$x_1 = x_0 + x. \quad (1.3б)$$

В ДП с балансным включением ЧЭ измеряемая физическая величина воздействует на оба ЧЭ, но с противоположными знаками, то есть

$$x_1 = x_0 + x, \quad (1.4a)$$

$$x_2 = x_0 - x, \quad (1.4б)$$

где x_0 — значение физической величины, воздействующей на оба ЧЭ в отсутствие измеряемого воздействия, причем зачастую $x_0 = 0$.

Идентичность или близость с заданной точностью статических функций преобразования ЧЭ и каналов ДП обеспечивают путем подбора и различных видов коррекции. В частности, применяя методы температурной коррекции, можно обеспечить равенство статических функций преобразования в заданном диапазоне рабочих температур.

Однако, как показывает анализ практического применения ДП, гораздо сложнее на практике обеспечить одинаковость тепловых режимов работы ЧЭ. Укажем некоторые причины этого: тепловые параметры ЧЭ зачастую трудно поддаются измерению и как правило не измеряются; тепловой режим ЧЭ определяется условиями теплоотвода и в первую очередь видом и качеством тепловых контактов ЧЭ с другими элементами конструкции ДП, контролировать которые в процессе эксплуатации достаточно сложно; теплофизические параметры материалов ЧЭ и элементов конструкции ДП зависят от большого числа факторов, воздействующих на ДП в процессе эксплуатации; мощности, рассеиваемые ЧЭ в результате физических процессов преобразования воздействующих величин, в общем случае различны.

При выравнивании статических температурных режимов ЧЭ в реальных условиях неизбежно возникают переходные тепловые процессы из-за изменения, например, температуры окружающей среды. Кроме температурного дрейфа на чувствительные элементы действуют внешние факторы: наводки, проникающие излучения и др. Сами чувствительные элементы имеют собственные шумы различной физической природы.

Различают дифференциальные схемы двух типов:

1. Измеряемая величина воздействует на вход одного канала, на вход другого действует физическая величина той же природы, но имеющая постоянное значение (в частности - равна нулю). Второй канал служит для компенсации погрешностей, вызванных изменением условий работы прибора;

2. Измеряемая величина после некоторого преобразования воздействует на оба входа, причем таким образом, что когда на одном входе она возрастает, то на другом уменьшается и наоборот.

Практически невозможно обеспечить равенство переходных характеристик. Допустим, что $S=1$, а переходная характеристика второго ЧЭ f_2 незначительно отличается от переходной характеристики первого f_1 на постоянную величину Δf : $f_1 = f$, $f_2 = f - \Delta f$, тогда $y_0 = f(x_1 - x_2) + \Delta f(x_2)$.

Рассмотрим различные виды помех для дифференциальной схемы первого типа. При синфазной помехе:

$$y = f(x_1 + n - x_2 - n) + \Delta f(x_2 + n) = y_0 + \Delta f(n),$$

при противофазной помехе:

$$y = f(x_1 + n - x_2 + n) + \Delta f(x_2 - n) = y_0 + 2f(n) - \Delta f(n).$$

В случае с произвольной фазой помеху можно разложить на синфазную $\vec{n}_{\text{сф}}$ и противофазную $\vec{n}_{\text{пф}}$ составляющие $\vec{n} = \vec{n}_{\text{сф}} + \vec{n}_{\text{пф}}$:

$$y = y_0 + 2f(|n_{\text{пф}}|) + \Delta f(|n_{\text{сф}}| - |n_{\text{пф}}|).$$

Как правило, ДП является частотно-зависимым из-за наличия в схеме реактивных элементов, например после ЧЭ установлен низкочастотный фильтр или конструкция ДП такова, что велики значения паразитных емкостей и индуктивностей. Наличие реактивных элементов приводит к появлению фазовых искажений, как полезного, так и шумового сигнала. Для узкополосного шума выражение для выходного сигнала будет соответствовать выражению для сигнала с произвольной фазой.

Дифференциальная схема второго типа показана на рисунке 1.2.

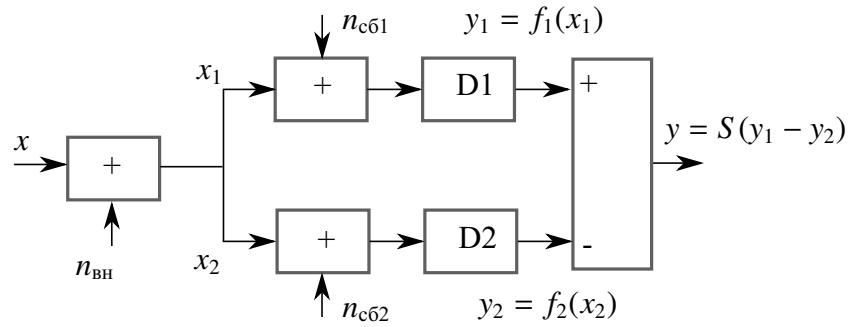


Рисунок 1.2 – Структурная схема дифференциального преобразователя второго типа

Собственные шумы. В простейшем случае $n_{сб1} = n_{сб2} = n$, т. е. природа собственных шумов каждого канала одинакова. При синфазной помехе:

$$y = \Delta f(x + n),$$

при противофазной помехе:

$$y = 2f(n) + \Delta f(x + n).$$

В случае с произвольная фазой помеху можно разложить на синфазную и противофазную составляющие $\vec{n} = \vec{n}_{сф} + \vec{n}_{пф}$ или $|n| = a|n_{сф}| - b|n_{пф}|$

$$y = 2bf(|n_{пф}|) + \Delta f(2x + a|n_{сф}| - b|n_{пф}|).$$

Собственные шумы ЧЭ могут иметь различный характер ($n_{сб1} \neq n_{сб2}$) в следствии различных условий работы каналов ДП (температур, давлений, деформаций). В этом случае влияние помех рассматривается аналогично помехе с произвольной фазой. Так как каналы ДП стараются выполнить идентичными, то возникновение сильных противофазных помех маловероятно. Основным источником таких помех могут служить собственные широкополосные шумы, уровень которых, как правило, незначителен. Синфазные составляющие собственного шума частично компенсируются схемой вычитания. Спектральные участки собственного шума, которые за счет фазовых сдвигов становятся противофазными, компенсируются тем, что в следствии идентичности каналов, фазовые сдвиги на одинаковых частотах будут одинаковыми.

Внешние шумы воздействуют, в основном, на измеряемую физическую величину (рисунок 1.2) и являются синфазными. В этом случае $x_1 = x_2 = x + n_{\text{вн}}$

$$y = \Delta f(x + n_{\text{вн}}) + f(n_{\text{сб1}} - n_{\text{сб2}}).$$

Одним из способов подавить сильные синфазные помехи является использование оптронной развязки. Она позволяет защитить систему от высоковольтных выбросов напряжения, а также способна обеспечить надежную гальваническую развязку ЧЭ и измерительного устройства. Оптическое развязывающее устройство способно обеспечить как статическое, так и динамическое подавление синфазных помех [96, 114]. В динамическом режиме система передает сигнал, который переключается из одного логического состояния в другое. Чтобы синфазный шум не смог вызывать искажений входного сигнала, система должна обеспечить фильтрацию помех с помощью динамического подавления синфазного сигнала. Обычно в системе динамическое подавление синфазных помех или переменного напряжения слабее статического подавления или постоянного напряжения, а степень подавления синфазных помех меньше при более высоких синфазных напряжениях для постоянного напряжения.

Динамическое подавление синфазного сигнала обеспечивает отсутствие потерь сигналов в рабочем режиме. В таком режиме большинство компонентов системы работает, и любой ложный сигнал, который передает система, может вызвать случайное включение или выключение устройства.

Применение оптронов для подавления синфазных помех в импульсных устройствах, когда измеряемым параметром является частота или длительность импульса, дает приемлемые результаты. Недостатком использования оптронной развязки при подавлении синфазной помехи в аналоговых схемах является наличие «мертвой зоны» в точке перехода через ноль и необходимость дополнительного напряжения для смещения рабочей точки фотодиода в середину динамического диапазона и большая нелинейность [113, 114].

Одним из эффективных способов подавления синфазных помех является

применение спектральных методов и суммарно-разностных алгоритмов обработки сигналов.

1.2.2. Измерительный преобразователь счетчика-расходомера РС-СПА

Струйный расходомер [39, 40] собран по схеме дифференциального измерительного преобразователя (ДИП) и относится к расходомерам скоростного типа, частота колебаний (переключения струйных элементов, входящих в их состав), пропорциональна объемному расходу. Основными элементами любого струйного расходомера являются струйный автогенератор (САГ) (рисунок 1.3).

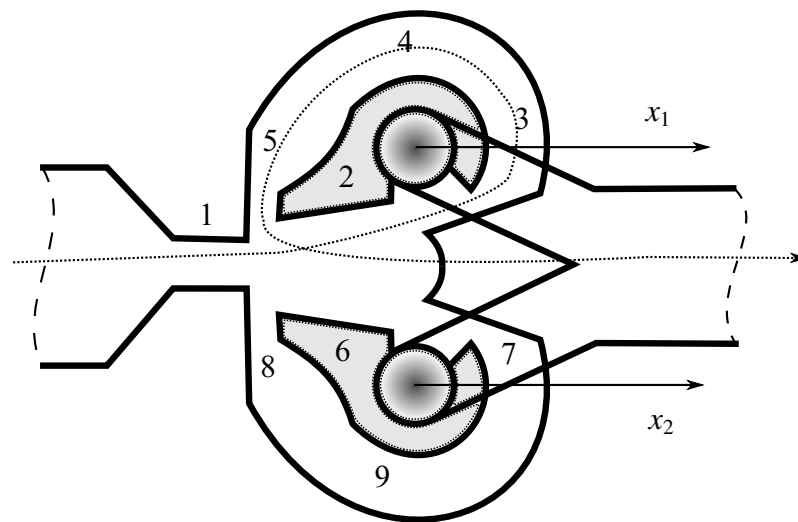


Рисунок 1.3 – Устройство струйного автогенератора

Струйный автогенератор представляет собой бистабильный элемент, приемные каналы (3, 7) которого соединены каналами обратной связи (4, 9) с соплами управления (5, 8). Работа САГ заключается в следующем. Струя вещества, вытекающая из сопла 1 в рабочую камеру, отклоняется к одной из стенок, например к стенке 2, и прижимается к ней давлением, которое создается потоком, отраженным вогнутым дефлектором в область между струей и стенкой. Струя течет вдоль стенки 2 и попадает в приемный канал 3; в результате торможения потока давление в канале 3 по сравнению с давлением в камере и канале 7

повышается. Это вызывает разгон среды в канале обратной связи 4. Через промежуток времени запаздывания в линии расход в сопле управлений 5 достигает величины расхода переключения, что приводит к отрыву струи от стенки 2 и перемещение ее к стенке 6. Струя достигает стенки 6, и через некоторое время в струйном элементе в канале 7 повышается давление (при этом в канале 3 оно становится равным давлению в камере). Спустя промежуток времени, необходимый для прохождения струи по каналу обратной связи 9, расход в сопле управления 8 достигает средней величины в канале управления 8, и струя снова перемещается к стенке 2. В результате чего начнется новый период колебания, т. е. возникают устойчивые автоколебания струи. Частота колебаний давления в каждом канале пропорциональна расходу газа через сопло питания 1 струйного элемента [40, 41, 52, 74].

Как показано в [3, 102], частота колебаний потока пропорциональна расходу через сопло САГ:

$$f = S_h \frac{q}{l \cdot b \cdot h},$$

где S_h - число Струхала, определяемое экспериментально, l, b, h – характерные размеры, соответственно – длина камеры, ширина и глубина сопла струйного элемента. В соответствии с известной из гидравлики [57] формулой расхода

$$q = \mu h b \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}}$$

получается, что частота колебаний потока САГ пропорциональна перепаду давления на струйном элементе (скорости потока через него) и плотности среды:

$$f = S_h \frac{\mu}{l} \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}}.$$

Анализ структуры струйного автогенератора показывает, что он собран по дифференциальной схеме второго типа (рисунок 1.2) и основным источником помех является внешний синфазный шум. Характер шума может быть импульс-

ным (механические и гидравлические удары) и узкополосным гармоническим (механический резонанс в трубах коммуникаций).

Для выделения сигналов пульсаций давления используются пьезоэлектрические ЧЭ, располагаемые внутри симметричных камер струйного автогенераторного элемента. Особенностью функционирования данных расходомеров являются сильная зависимость амплитуды их выходного сигнала от величины расхода (так как амплитуда пульсаций давления прямо пропорциональна квадрату расхода). В результате чего возникают проблемы при контроле малых значений расхода.

Нужно отметить, что помимо полезных пульсаций давления, связанных с величиной расхода и формируемых в струйном автогенераторе, на пьезоэлектрические преобразователи воздействуют и пульсации давления в измеряемом трубопроводе. Эти пульсации могут быть вызваны, например, работой насосов, колебаниями конструкции трубопровода, или механическими воздействиями на него. Вне зависимости от природы данных пульсаций их воздействие на первичные датчики расходомера приводит к появлению сигнала помехи, искажающего результаты измерений частоты полезных пульсаций в автогенераторе. В идеальном случае, когда пьезоэлектрические преобразователи, а также оба канала струйного автогенератора полностью идентичны, сигнал помехи в выходном сигнале дифференциального усилителя будет отсутствовать, а амплитуда полезного сигнала удвоится [4]. На практике не удастся добиться идентичности каналов преобразования в следствии технологически погрешностей при изготовлении пьезоэлектрических датчиков и САГ.

1.2.3. Координатно-чувствительные дифференциальные и четырехквadrантные преобразователи оптических сигналов

Дифференциальный координатно-чувствительный датчик имеет относительно простую конструкцию и позволяет добиться хорошего пространственно-

го разрешения. На рисунке 1.4 показана схема работы датчика. Два приемника излучения VD2 и VD3 установлены на неподвижной стенке напротив излучателя VD1. Между стенок находится подвижная шторка, перекрывающая световой поток от источника. Шторка, перемещаясь по оси x , увеличивает световой поток для одного фотоприемника, при этом световой поток, падающий на второй фотоприемник, уменьшается [34, 100].

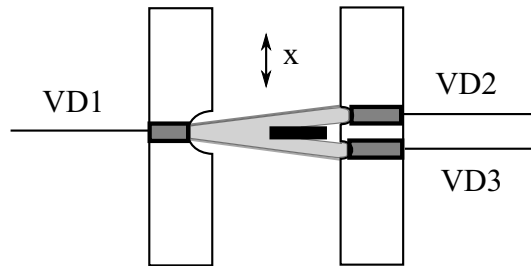
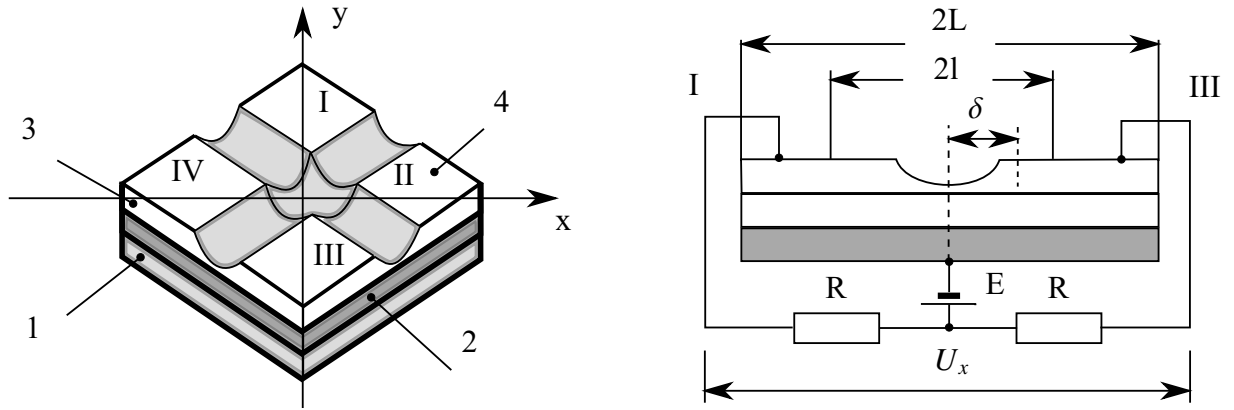


Рисунок 1.4 – Схема работы дифференциального координатно-чувствительного датчика

Недостатком дифференциального координатно-чувствительного датчика является неидентичность каналов, обусловленная разбросом характеристик фотоприемников. Проблема неидентичности фотоприемников решена в четырехквadrантном разрезном фотодиоде, который изготавливается на одном кристалле полупроводника и в едином технологическом цикле (рисунок 1.5, а) . Датчик представляет собой фотоприемную полупроводниковую пластину разделенную на 4 части. С помощью контактов, подведенных каждому сегменту, можно организовать суммарно-разностную схему (рисунок 1.5, б) . Схема включения датчика по одной из координат представляет собой мост, двумя плечами которых служат пары фотодиодов, а в два других включены нагрузочные сопротивления. В общую диагональ моста включен источник питания E для подачи напряжения на фотодиоды [22, 24].

Принцип работы датчика показан на рисунке 1.6. Если тень от объекта закрывает равные участки на каждом сегменте, то на выходе будет нулевой сигнал. При смещении объекта происходит перераспределение световых потоков, сле-



- а) Конструкция: 1 – кристаллодержатель, 2 – p-область, 3 – n-область, 4 – контакт
- б) Схема включения по одной из осей: 2L – размер стороны чувствительной площадки фотодиода 2l – диаметр изображения объекта; δ – смещение центра изображения

Рисунок 1.5 – Конструкция и схема включения квадрантного разрезного фотодиода

довательно, на выходе появятся сигналы, пропорциональные разности засветки противоположных сегментов:

$$U_{\text{вых}} = k(S_1 - S_3),$$

k – коэффициент пропорциональности; S_1 и S_3 – засвечиваемые площади противоположных квадрантов. Крутизна пеленгационной характеристики (рисунок 1.7) почти линейно зависит от смещения объекта на участке от нуля до уровня насыщения. Нелинейность возникает в следствии разброса чувствительности сегментов и дрейфа нуля, несимметричности объекта.

Пеленгационная характеристика фотоприемника образуется вычитанием электрических сигналов, получаемых от противоположных квадрантов фотодетектора:

$$U_x = U_2 - U_4 = P_{\text{вх}} P_i R_n (S_2 - S_4) = \Delta U_x,$$

$$U_y = U_1 - U_3 = P_{\text{вх}} P_i R_n (S_1 - S_3) = \Delta U_y,$$

где $P_{\text{вх}} = P_{\text{min}} q \sqrt{F}$ – сигнал на входе приемника, [Вт]; P_{min} – пороговая чувствительность фотодетектора [Вт/Гц^{1/2}]; q – отношение сигнал/шум; F – после-

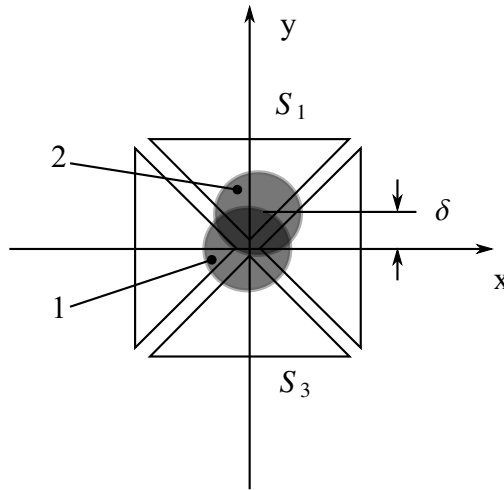


Рисунок 1.6 – Принцип работы квадрантного разрезного фотодиода: 1 – изображение расположено на оптической оси; 2 – смещенное изображение объекта;
3 – δ – величина смещения центра изображения

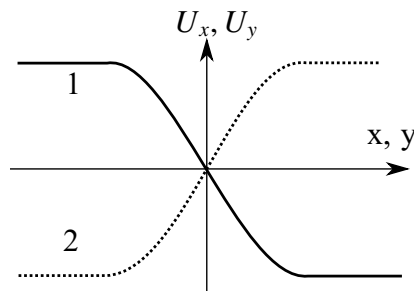


Рисунок 1.7 – Пеленгационная характеристика квадрантного разрезного приемника:
1 – по оси X; 2 – по оси Y

детекторная полоса пропускания, [Гц]; P_i — токовая чувствительность фотодетектора, [А/Вт см²]; R_n — сопротивление нагрузки, [Ом]; S_1, S_2, S_3, S_4 — части площадей квадрантов, «засвеченные» входным сигналом, с диаметром свечения d , [см²].

При малых линейных перемещениях луча по поверхности фотодетектора изменение засвечиваемых площадей противоположных квадрантов можно оценить как:

$$s_1 = \frac{1}{4}\pi\left(\frac{d}{2} + \delta\right)^2, \quad (1.5)$$

$$s_3 = \frac{1}{4}\pi\left(\frac{d}{2} - \delta\right)^2, \quad (1.6)$$

где δ — линейное перемещение луча вдоль координаты X и Y , ($0 \leq \delta \leq 0.05d$) [22, 24]. Выражение для пеленгационной характеристики с учетом (1.5), (1.6) получает вид:

$$\Delta U = \frac{\pi}{4}dqP_{min}P_iR_n\sqrt{F}\delta.$$

К недостаткам данных устройства следует отнести влияние на точность измерения пространственного линейного и углового перемещения источника излучения, происходящее под воздействием внешних факторов: вибрации, изменение температуры. Кроме этого, точность измерения положения светового пятна пропорциональна расстоянию между фотоприемниками.

1.2.4. Координатно-чувствительные линейные фотоприемники

Координатно-чувствительный фотоприемник (КЧФ) (рисунок 1.8) является трехслойной структурой, состоящей из верхнего фотопроводящего слоя, распределенного резистивного слоя и коллектора (К), расположенных в контакте друг с другом на полупроводниковой или диэлектрической подложке [76, 77]. Световой зонд создает на ограниченном участке фотослоя повышенную проводимость, вследствие чего между резистором и коллектором на этом участке возникает проводящий контакт. Выходное напряжение $U_{вых}(x)$ фотопотенциометра зависит от положения светового зонда на фотослое, снимается с сопротивления нагрузки R_n , включенного между одной из входных клемм и коллектором:

$$U_{вых}(x) = kU_{\pi}\frac{x}{L}, \quad (1.7)$$

где U_{π} — постоянное напряжение, прикладываемое между первым и вторым электродами КЧФ; L — длина фоточувствительного слоя; x — координата центра светового пучка на поверхности КЧФ; k — конструктивный параметр, зависящий от геометрии КЧФ и интенсивности излучения.

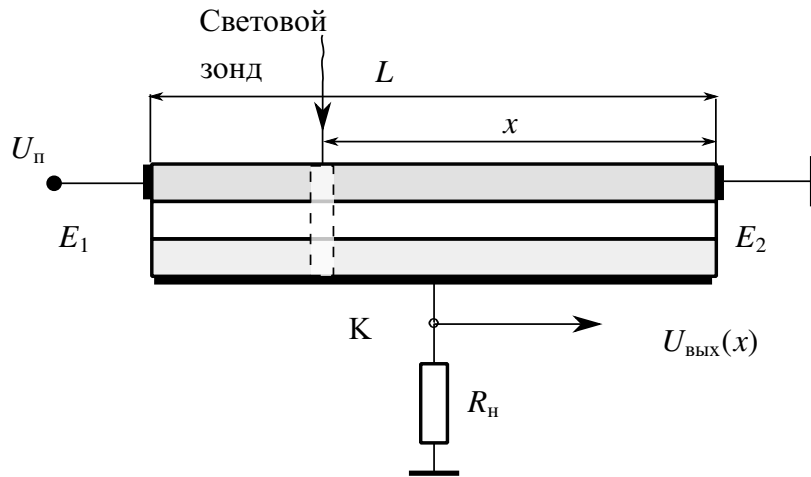


Рисунок 1.8 – Координатно-чувствительный фотоприемник в режиме фотопотенциометра

Обычно КЧФ представляют собой протяженные (несколько сантиметров) полупроводниковые структуры с одним или несколькими р-п-переходами (фотодиоды или группу фотодиодов), аналоговые выходные сигналы которых пропорциональны положению светового пятна на поверхности фотоприемника. С помощью подобных датчиков можно дистанционно регистрировать процессы перемещения, измерять геометрические размеры и расстояния до удаленных объектов, координаты объектов, углы отклонения и поворота объектов и др. В качестве опорного направленного источника света для таких датчиков, как правило, используется луч лазера (обычно полупроводникового). При этом источник излучения может быть размещен в одном корпусе с КЧФ [67].

В настоящее время существуют одномерные и двухмерные позиционно-чувствительные фотодатчики [38, 76]. Одномерные — это линейные датчики, имеющие фоточувствительные области в виде прямой узкой полосы. Датчик позволяет определять положение светового зонда, которое перемещается вдоль полосы фоточувствительной поверхности. Особенностью работы КЧФ в режиме фотопотенциометра является линейная зависимость напряжения на третьем электроде (коллекторе) от координаты светового пучка на поверхности фотодат-

чика. Погрешность определения положения светового пятна, вызванного нелинейностью, составляет 0,05-0,1%.

В режиме сканистора к эмиттерам (E_1 и E_2) фотоприемника прикладывается постоянное смещение, которое создает распределение потенциала вдоль эмиттера. Между коллектором и одним из контактов эмиттера подается пилообразное напряжение развертки, изменяющееся во времени в пределах от 0 до U_{Π} . Ток в нагрузке в каждый момент складывается из двух противоположно направленных токов - обратного тока всех фотодиодов слева от точки нулевого потенциала и обратного тока всех диодов справа от нее. Появление светового пятна на поверхности фотоприемника вызывает смещение напряжения на выходном резисторе. После дифференцирования длительность импульса будет соответствовать ширине светового пятна, а амплитуда - интенсивности [67, 76].

Эквивалентная схема включения КЧФ в режиме фотоприемника приведена на рисунке 1.9. Сопротивление проводящего контакта R_3 зависит от интенсивности светового зонда J , $R_1 = R(1 - \xi)$ и $R_2 = R\xi$, $\xi = x/L$ и R — сопротивление между эмиттерами.

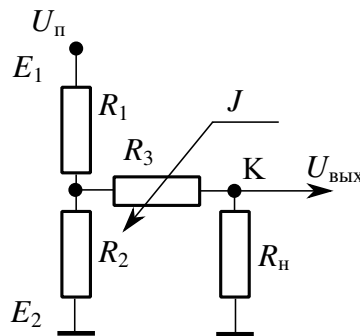


Рисунок 1.9 – Эквивалентная схема включения КЧФ в режиме фотоприемника

Напряжения на нагрузке $U_{\text{вых}}$ с учетом сопротивления R_3 равно:

$$U_{\text{вых}} = \frac{(1 - \xi) R_n U_{\Pi}}{(\xi - \xi^2) R + R_3(J) + R_n}. \quad (1.8)$$

Как видно из (1.8) существует обратная зависимость выходного напряжения от интенсивности излучения светового зонда и с ухудшением характеристик оптического канала выходное напряжение будет увеличиваться. Кроме этого, в

режиме фотопотенциометра на погрешность КЧФ влияет стабильность источника питания, дрожание луча, температурные градиенты. К недостаткам КЧФ в режиме сканистора можно отнести низкое быстродействие – частота развертки составляет единицы килогерц.

Для повышения точности преобразования КЧФ необходимо рассмотреть возможность питания преобразователя гармоническим напряжением с последующей фильтрацией выходного сигнала.

1.3. Многоэлементные фотоэлектрические датчики излучения

1.3.1. Дискретные многоэлементные фотоэлектрические приемники излучения с прямолинейным расположением датчиков

Многоэлементные фотоприемники изготавливают в виде линейки или матрицы фоточувствительных элементов, расположенных на одинаковом расстоянии и предназначенных для преобразования распределенного по поверхности изображения в электрические сигналы. В качестве фоточувствительных элементов используются фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, приборы с зарядовой связью (ПЗС).

Наиболее широкое распространение получили ПЗС-фотоприемники. Принцип действия ПЗС состоит в накоплении зарядов в конденсаторах со структурой «метал-окисел-полупроводник» (МОП-структура) и передаче накопленных зарядов к измерительному устройству. Передача накопленных зарядов осуществляется по цепочке аналогичных МОП-конденсаторов под действием управляющих импульсов. С помощью микроэлектронной технологии на полупроводниковой подложке формируется линейная или ортогональная матричная структура, называемая ПЗС-линейкой или матрицей. ПЗС-линейки обычно содержат от 512 до 2048 ячеек, матрицы – от 10^5 (256x512) до $2 \cdot 10^6$ (1024x2048) ячеек (пикселей). Размер каждого пикселя колеблется от 5 до 15 мкм, расстояние между ними составляет 0,1–1,0 мкм. Каждая ячейка состоит из нескольких МОП-структур,

служащих для накопления заряда за счет фотоэффекта, хранения его и транспортировки. Существуют ПЗС-структуры, работающие на емкости р-n-перехода или барьера Шоттки, однако наиболее широко используются емкости на основе МОП-структур [46, 70, 78].

В последнее время активно развивается область фотоприемников с произвольным доступом к пикселям на базе матрицы фотодиодов и схемы считывания на основе комплементарной структуры металл-оксид-полупроводник (КМОП), благодаря тому, что технология КМОП позволяет достаточно просто размещать на том же кристалле, что и фотоприемник, такие сложные узлы, как усилители, аналого-цифровые преобразователи [59].

Характеристики современных ПЗС и КМОП фотоприемников приведены в приложении А. Матричные ПЗС-сенсоры по сравнению с КМОП-сенсорами обеспечивают лучшие показатели при съемке динамичных и мелких объектов, поэтому их использование для построения систем, требующих высокого качества изображения [32, 87].

Преимущества ПЗС-матриц. Низкий уровень шумов. Высокий коэффициент заполнения пикселей (около 100 %). Высокая эффективность (отношение числа зарегистрированных фотонов к их общему числу, попавшему на светочувствительную область матрицы, для ПЗС — 95 %). Большой динамический диапазон.

Недостатки ПЗС-матриц. Сложный принцип считывания сигнала, а следовательно и технология. Мощность, потребляемая ПЗС-матрицами, особенно велика и может достигать до 5 ватт для формата высокой четкости.

Преимущества КМОП-матриц. Высокое быстродействие (до 500 кадров/с). Меньшее по сравнению с ПЗС энергопотребление. На том же кристалле сравнительно легко реализовать все необходимые дополнительные схемы, получив, таким образом, законченную цифровую камеру на одном кристалле.

Недостатки КМОП-матриц. Низкий коэффициент заполнения пикселей — эффективная поверхность пиксела 75 %, остальное занимает схема управления.

Высокий уровень шума, обусловленный темновыми токами.

Современные КМОП-приборы позволяют получать изображения с уровнем шумов, сравнимым с уровнем шумов ПЗС, за счет шумоподавления на самом фотосенсоре [59, 87, 109, 115, 127]. При использовании КМОП-сенсоров в измерительной аппаратуре следует учитывать, что получаемые изображения в значительной степени обработаны электроникой камеры еще до передачи в компьютер для последующей обработки [48, 68, 122, 123, 126].

Удаление постоянной составляющей шума производится вычитанием среднего значения шума. Уровень среднего шума вычисляется из данных вторичных пикселей закрытых от света и присутствующих на матрице в виде рамки толщиной 5-10 пикселей.

Цветовое масштабирование данных — восстанавливает правильный баланс цветов на изображении. Для этого каждый цветовой канал умножается на рассчитанные камерой константы.

Цветовая интерполяция — восстанавливает недостающие цветовые компоненты для каждого пикселя.

Баланс белого. Пиксели цветного изображения умножаются на специально подобранные коэффициенты так, чтобы соотношение красного, зеленого и синего каналов в сумме давало белый цвет.

Гамма-коррекция — нелинейная коррекция яркости для адаптации изображения к особенностям человеческого зрения.

1.3.2. Природа и характер электрических шумов ПЗС-линеек и матриц

Считываемое с камеры изображение содержит некоторый шум в следствии ограничений, связанных с физическими процессами, протекающими в ПЗС-сенсорах [123]. Например, для получения большого отношения сигнал/шум и лучшего детектирования необходимо увеличить размеры фотоэлемента и рабочее напряжение схемы считывания [78].

Шум переноса связан с невозможностью ПЗС-сенсоров сохранять целостность зарядовых пакетов во время считывания. Отсутствие полного переноса вызывает потери, связанные с отставанием заряда от пакета, что приводит к перемешиванию зарядового пакета. Отстающий заряд имеет не только систематическую зависимость от величины сигнала, но и от шума, вызванного его флуктуациями. В ПЗС-сенсорах с неполным переносом заряда шум определяется в основном изменением проводимости канала МОП-транзистора, статистическим характером генерации носителей через потенциальный барьер и шумом тактового питания.

В ПЗС-сенсорах с полным поверхностным переносом основным источником шума является колебания заряда, захватываемого на ловушках. Этот вид шума не зависит от времени и приближенно равен дробовому шуму носителей, которые генерируются поверхностными состояниями из полосы kT .

В ПЗС-сенсорах с объемным переносом заряда уровни ловушек обычно дискретны, и шум зависит от частоты. Шум максимален, когда время между последовательными переносами равно порядку величины времени генерации.

Если во время считывания с ПЗС-сенсора изменяется тактовая частота, например из-за нестабильности тактового генератора, то на выходе будет соответственно изменяться профиль шумов. Этот источник шумов также необходимо учитывать, так как величина шума возрастает линейно с увеличением времени накопления. Шум переноса вызывает также искажения типа «смаз» и блюминг [72, 75].

Генерационный шум возникает во время прерывания переноса, то есть когда на электроды подано постоянное напряжение. В этом случае отдельные потенциальные ямы будут накапливать заряд в соответствии с величиной тепловой или световой генерации носителей. Явление носит случайный характер и для больших сигнальных пакетов этот вид шума является преобладающим.

Темновой ток возникает в результате накопления зарядов в потенциальных ямах, не только во время остановки, но и при переносе пакета. Если все

зарядовые пакеты проходят вдоль одного и того же канала, то они получают одинаковый вклад шума от темнового шума. Зависимость темнового тока от температуры обычно записывается следующим образом:

$$I_d(T) \approx \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right),$$

где E_g — ширина запрещенной зоны. Снижение температуры фотоприемника на каждые 10°C приводит к уменьшению темнового тока в 2 раза.

Шум вида $1/f$ имеет спектральное распределение вида: $S(f) = \frac{A}{f^\alpha}$, где $\alpha \approx$ от 0,8 до 1,2. Универсальной модели для этого шума не существует, поэтому невозможно связать его интенсивность с другими электрическими параметрами [98].

Шум детектирования. В приемниках изображения величина заряда определяется внешней засветкой и временем накопления. Отношение сигнал/шум уменьшается как квадратный корень из величины сигнала. В ПЗС-сенсорах с объемным каналом шум переноса весьма мал, а шум темнового тока обычно снижают с помощью охлаждения. В этом случае основным источником шума является считывающее устройство. Этот шум может быть снижен за счет использования двойной коррелированной выборки. В отличие от оптимального фильтра действительная величина сигнала получается в путем вычитания результатов двух измерений, что ведет к уменьшению отношения сигнал/шум в $\sqrt{2}$ раз.

Искажения вносимые оптической системой. Оптическая система спектральных устройств тоже не является идеальной, из-за пыли и царапин на стеклянных поверхностях образуются дефекты изображения в виде пятен.

Различного рода aberrации, приводящие к нарушению расположения точки изображения в реальной оптической системе по отношению к идеальной. Aberrации частично или полностью можно устранить уменьшением диафрагмы. Однако это приводит к эффекту «виньетирования» — снижение яркости от центра изображения к краю.

Шум дискретизации. Для преобразования аналоговых уровней с выхода ПЗС- и КМОП-матриц используют аналого-цифровые преобразователи. Дискретизация состоит в замене непрерывного по уровню значений аргумента и функции конечным множеством их значений. Если шаг дискретизации равномерный - $m_k = k\Delta m$, то операция дискретизации выражается формулой:

$$m_k = \text{int} \left(\frac{m}{\Delta m} + \frac{1}{2} \right) \Delta m,$$

где $\text{int}(\cdot)$ — функция нахождения целой части, а Δm — шаг квантования. При этом вносится погрешность $\varepsilon = m - m_k$, которая называется погрешностью квантования. Обычно $\varepsilon \leq \Delta m/2$ и выбирается того же порядка, что и уровень шума на входе схемы дискретизации.

1.3.3. Погрешности, обусловленные неоднородностью фоточувствительных элементов

Неоднородность чувствительности и других характеристик фотоприемника и создают детерминированную пространственную структуру, которая накладывается на идеальное изображение и вносит в него искажения. Такой вид искажений называется пространственным или геометрическим шумом.

Искажения создаваемые этим шумом могут изменяться во времени, но достаточно медленно. Геометрический шум характерен для всех многоэлементных фотоприемников, независимо от технологии изготовления и архитектуры устройств [46]. Источником пространственного шума может быть случайный шум тактовых импульсов или паразитные наводки от логических схем.

Причиной геометрических искажений в большинстве современных фотоэлектрических преобразователях на основе КМОП-технологии является отсутствие памяти на кадр и неодновременность процесса накопления различных строк. Величина искажений прямо зависит от скорости перемещения наблюдаемого объекта относительно фотоприемника и соотношения времени накопления каждой строки в фоточувствительном массиве и времени ее считывания [75].

Коррекция геометрического шума разной степени точности проводится практически во всех камерах на основе многоэлементных фотоприемников. Самым простым и наиболее часто используемым методом является метод вычитания темнового кадра. Самым эффективным среди используемых алгоритмов в настоящее время является линейный алгоритм коррекции.

С развитием электроники появилась возможность проводить коррекцию геометрического шума с помощью цифрового сигнального процессора, который обрабатывает поступающие данные по заданному алгоритму, записанному предварительно во внутреннюю память программ. В простейшем случае это преобразование сигнала от каждого приемного элемента по линейному закону с индивидуально подобранными коэффициентами, также загружаемыми в память процессора после запуска программы калибровки [51].

Оптические искажения совместно с геометрическими искажениями вносимыми фотоприемником определяет полный геометрический шум оптико-электронной системы.

1.3.4. Применение многоэлементных фотоприемников для определения максимума интенсивности излучения

Задача определения положения максимума светового пятна присутствует во многих оптических приложениях (см. параграфы 1.2.3 и 1.2.4). Существует ряд задач, связанных с определением положения максимума спектральной длины волны для узкополосных (например – брэгговские датчики) и для широкополосных сигналов (например – спектра светодиода), при этом диапазон изменения координаты максимума незначителен.

Волоконно-оптическая брэгговская решетка – это структура из областей с чередующимися показателями преломления, созданная в сердцевине оптического волокна. Брэгговская решетка обладает свойством отражать распространяющееся по волокну оптическое излучение в узком спектральном интервале, при

этом для проходящего сигнала решетка представляет заградительный фильтр. Спектр отраженного излучения имеет близкую к гауссовской форму с максимумом на длине волны λ_0 , зависящей от периода брэгговской структуры: $\lambda_0 = 2nd$, где n — эффективное значение показателя преломления сердцевины волокна, d — пространственный период модуляции показателя преломления в решетке (период решетки) [17, 18].

Основным отличием длиннопериодных волоконно-оптических решеток (ДПВР) от решеток Брэгга является период изменения показателя преломления в оптическом волокне. Для брэгговских волоконных решеток значение периода имеет тот же порядок, что и длина волны, в то время как для ДПВР значение периода составляет несколько сотен микрон. В связи с этой физической особенностью ДПВР отличаются простотой изготовления, а также более высокой стойкостью к внешним воздействиям, в частности высоким температурам (свыше 300°C) и ионизирующим излучениям [105]. Структура брэгговских и длиннопериодических решеток приведена на рисунке 1.10.

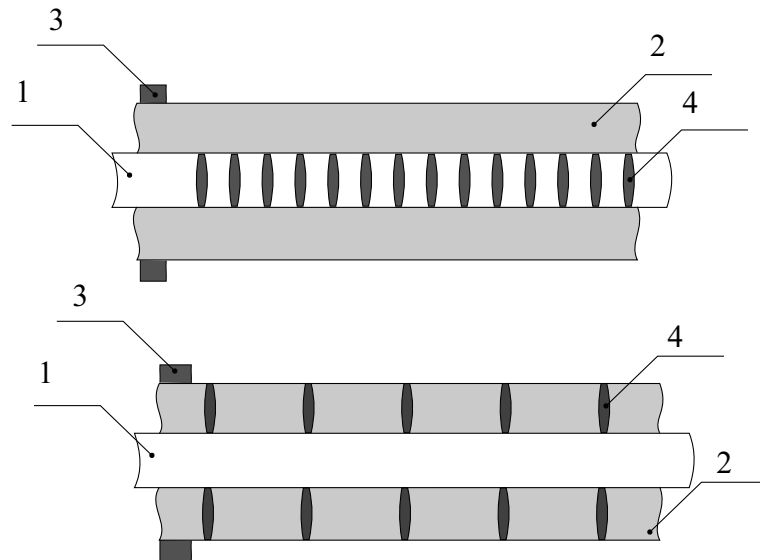


Рисунок 1.10 – Структура брэгговских и длиннопериодических решеток:

1 – сердцевина, 2 – оболочка, 3 – защитная оболочка, 4 – области с отличающимся показателем преломления

При создании датчиков на основе волоконно-оптических решеток используется их свойство изменять значение резонансной длины волны λ_0 под влия-

нием внешних воздействий. Так как резонансная длина волны пропорциональна периоду решетки, то проще всего на основе решеток реализуются датчики деформаций, вибраций и температуры.

Вариант измерителя длины волны в максимуме спектра на основе дискретного дифференциального фотоприемника показан на рисунке 1.11. На выходе волокна с отраженным от решетки сигналом (1) расположен коллиматор (2). Параллельный световой поток с выхода коллиматора попадает на два узкополосных пропускающих оптических фильтра с центральной длиной волны λ_1 и λ_2 , за которыми расположен двухэлементный фотодетектор. Электрический сигнал с каждого чувствительного элемента VD_1 и VD_2 поступает на вычислительное устройство (3) [18].

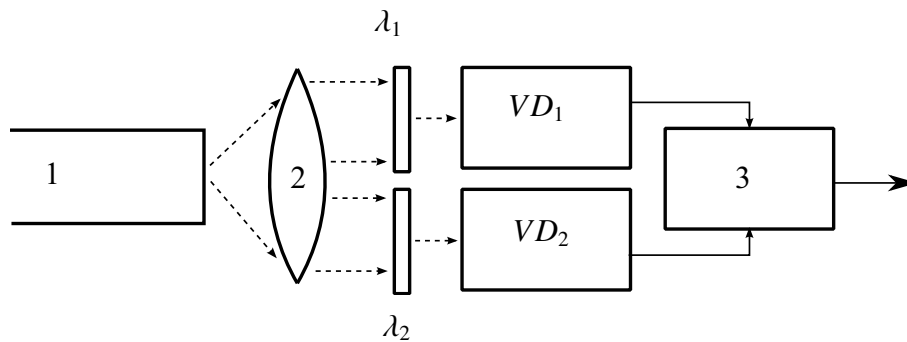


Рисунок 1.11 – Измеритель длины волны на основе дифференциального фотоприемника

Предполагается, что исследуемая область спектра расположена между максимумами полос пропускания фильтров λ_1 и λ_2 , тогда на выходах фотодетектора будут генерироваться фототоки:

$$i_1 = J_1 S(\lambda) A_1 \exp\left(\frac{\lambda - \lambda_1}{\sigma_1}\right)^2,$$

$$i_2 = J_2 S(\lambda) A_2 \exp\left(\frac{\lambda - \lambda_2}{\sigma_2}\right)^2,$$

где J — мощность оптического излучения, падающего на соответствующий фотэлемент, $S(\lambda)$ — спектральная чувствительность фотэлементов, $A_{1,2}$ — максимум коэффициента пропускания фильтров.

Если принять $\sigma = \sigma_1 = \sigma_2$ и настроить устройство так, что $J_1 A_1 = J_2 A_2$, то можно найти значение длины волны в максимуме спектра входного излучения λ из линейного уравнения, используя три постоянные характеристики фильтров:

$$\lambda = \frac{\sigma^2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} S_r + \frac{\lambda_2 + \lambda_1}{2},$$

где S_r — логарифм отношения двух фототоков, для вычисления которого используется отношение $(J_1 A_1)/(J_2 A_2)$, известное из характеристик фильтров и параметров фотоэлементов.

Для обработки сигналов с брэгговских датчиков широко используются устройства на основе полихроматоров. Диспергирующим устройством осуществляется пространственное разложение спектра излучения отраженного от брэгговских решеток и его преобразование в электрический сигнал при помощи фотоприемного устройства на основе ПЗС-линейки (рисунок 1.12).

Цель обработки сигналов брэгговских датчиков в системе с использованием полихроматора и фотоприемной ПЗС-линейки – получение информации о длине волны отражения брэгговской решетки на основании полученной гистограммы, отображающей распределение оптической мощности по пикселям ПЗС-линейки [19, 45, 105].

Линейные ПЗС-фотоприемники применяются в измерительных системах с несколькими брэгговскими решетками, расположенными на одном волокне. Каждая решетка имеет свой период и, соответственно, свою λ_0 . Смещение λ_0 выбирается таким, чтобы полосы частот датчиков не перекрывались во всем диапазоне измерений (селекция по частоте). Так как ширина спектра отражения по уровню половины спектральной плотности мощности – порядка сотен пикометров, то ширина изображения спектра на ПЗС-линейке занимает обычно несколько пикселей. Проецирование изображения спектра на более широкую область ПЗС-линейки ограничено низким уровнем отраженного сигнала. Такая особенность брэгговских датчиков требует разработки алгоритмов повышающих

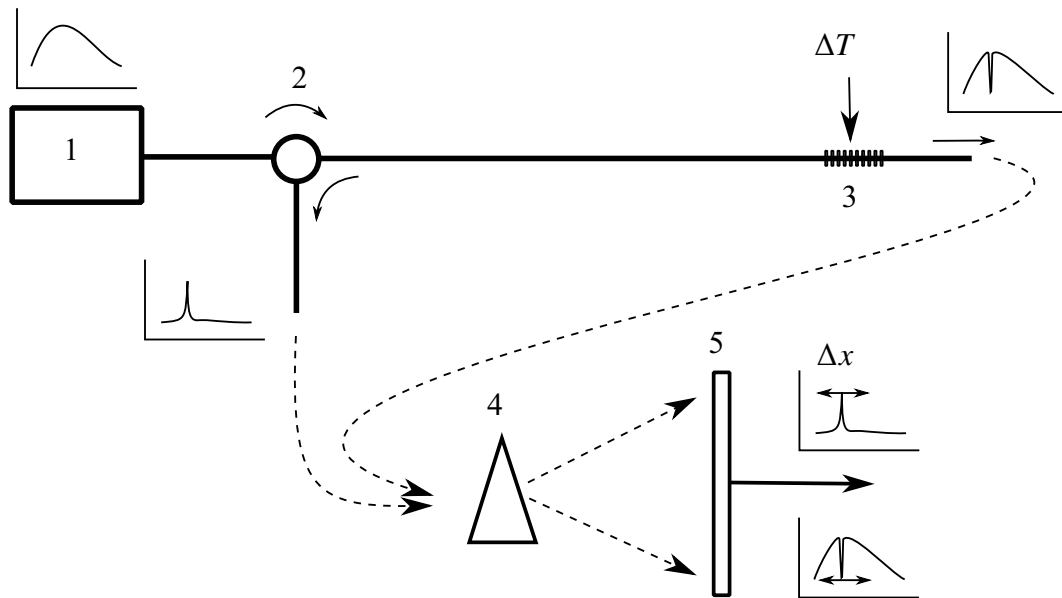


Рисунок 1.12 – Принцип измерения температуры с использованием решеток:

1 – Источник широкополосного излучения, 2 – оптический циркулятор, 3 – решетка, 4 – диспергирующее устройство, 5 – ПЗС фотоприемник

точность определения положения максимума интенсивности излучения на изображении.

Определение точного положения максимума интенсивности производится обычно с помощью центроид-метода для которого существует оптимальный, с точки зрения минимизации погрешности, размер проекции (рисунок 1.13). Если масштаб изображения мал, то точное положение определить невозможно, так как на соседние элементы сигнал не поступает. Перемещение входного сигнала вдоль элемента не приводит к возникновению зарядовых пакетов в соседних элементах. Неравномерное распределение сигнала по соседним элементам является обязательным условием точного нахождения положения максимума внутри того элемента, в котором сосредоточен максимальный заряд. Дальнейшее увеличение масштаба снижает уровень оптической мощности, поступающей на каждый пиксель, в результате чего разница между соседними сигнальными зарядовыми пакетами станет неразличимой из-за шумов [25].

Можно выделить множество факторов, которые накладывают определенные ограничения на точность измерений: слабые уровни сигналов; вибрация

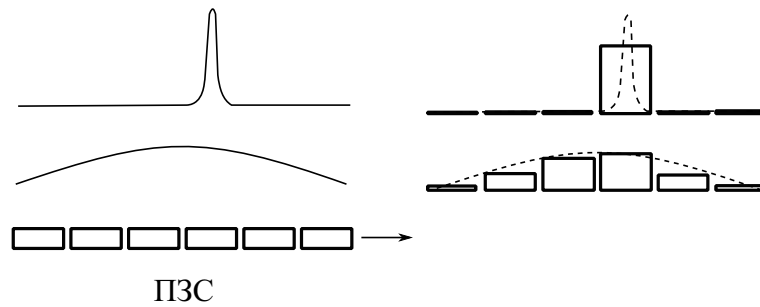


Рисунок 1.13 – Масштабирование изображения спектра

фотоприемника или динамический сдвиг изображения, которые приводят к его смазыванию; aberrации объектива; дискретность (пикселизация) изображения; неравномерная чувствительность пиксела; шумы фотоприемника; погрешности, связанные с алгоритмами обработки изображения.

В отличие от брэгговских датчиков уровень сигнала светодиода достаточен для проецирования его на фотоприемник с необходимым масштабом. При этом возникает проблема связанная с тем, что ширина входного сигнала становится соизмеримой с шириной фотоприемника. В этом случае применение обычных методов определения положения максимума невозможно, так как часть информации о сигнале находится за пределами фотоприемника. Кроме этого, при смещении сигнала происходит изменение его формы.

Для решения рассмотренной задачи более эффективным являются корреляционные методы [1, 5, 26, 35], предельные возможности которых по точности исследованы недостаточно.

Выводы

В современных средствах измерения широкое применение находят преобразователи, содержащие два и более чувствительных элемента. В частности преобразователи с дифференциальным включением чувствительных элементов широко используются в датчиках различного типа, но уровень подавления синфазных помех в таких датчиках недостаточен для обеспечения требуемой точности.

В реальных условиях эксплуатации не удастся добиться абсолютной идентичности чувствительных элементов и цепей преобразования. Это приводит к тому, что реальный уровень помехозащищенности подобных измерительных преобразователей оказывается существенно ниже. Анализ практического применения дифференциальных преобразователей показывает, что на практике сложно обеспечить идентичность тепловых режимов работы чувствительных элементов.

Струйный автогенератор представляет собой дифференциальный преобразователь второго типа, выходным параметром которого является частота. Основным источником погрешности САГ является внешняя синфазная помеха, уровень подавления которой не отвечает современным требованиям к точности измерения этого класса приборов.

К недостаткам координатно-чувствительных преобразователей оптических сигналов следует отнести сильную зависимость от внешних помех и стабильности излучения светового зонда. Одним из путей снижения такой зависимости координатно-чувствительных преобразователей является применение питания синусоидальным напряжением.

Проведенный анализ источников и характер шумов ПЗС и КМОП фотоприемников показал, что основным источником погрешности является геометрический шум.

Проведен анализ задачи определения положения максимума светового пятна с помощью многоэлементных фотоприемников. Отмечены принципиальные отличия задачи для узких и широких сигналов. Показано, что применение центроид-метода для определения положения максимума интенсивности излучения дает большую погрешность. Применение корреляционных методов обработки сигналов может дать выигрыш по точности для поля засветки произвольного размера, однако требует исследований формы и размера опорного сигнала.

Глава 2

Способы повышения точности измерения параметров сигналов преобразователей с дифференциальным включением чувствительных элементов

2.1. Способ повышения точности измерения частоты слабого сигнала в дифференциальных преобразователях при синфазных помехах

Вариант построения устройства обработки сигналов струйного расходомера, использующий дифференциальный способ обработки сигналов, показан на рисунке 2.1. Здесь выходной сигнал дифференциального усилителя S_3 через фильтр нижних частот поступает на вход компаратора. На выходе компаратора формируются импульсы с частотой, соответствующей частоте колебаний струйного автогенератора. Измерение частоты данных импульсов производится при помощи цифрового частотомера методом прямого счета.

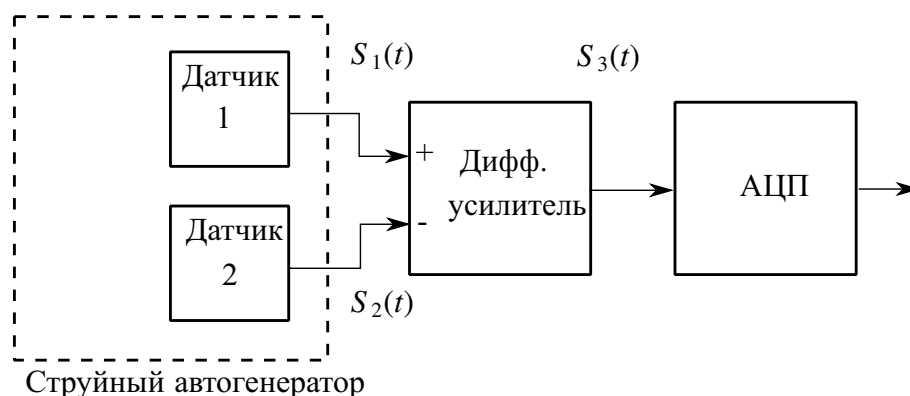


Рисунок 2.1 – Структурная схема устройства обработки сигналов струйного расходомера на основе дифференциального усилителя

В настоящее время технологические ограничения не позволяют добиться полной идентичности пьезоэлектрических преобразователей и каналов автогенератора. Следствием этого является невозможность полной компенсации сигнала помехи на выходе дифференциального усилителя. Накладываясь на полезный сигнал, сигнал помехи приводит к нестабильности частоты следования импульсов на выходе компаратора. Данное влияние особенно заметно в области малых расходов, когда амплитуда полезного сигнала с пьезоэлектрических преобразователей уменьшается и становится сравнимой с амплитудой сигнала вызванного помехой. Все это ведет к сужению динамического диапазона расходомера и снижению точности измерений [4].

В рассматриваемом способе задача повышения помехозащищенности, т. е. минимизации влияния сигналов вызванных пульсациями давления внутри питающего трубопровода (синфазных помех), решается за счет использования спектральных методов обработки сигналов [106]. При данном способе частота колебаний в струйном автогенераторе определяется путем нахождения в спектре составляющей, имеющей максимальную амплитуду. Цифровая спектральная обработка осуществляется программными средствами микроконтроллера.

С точки зрения сигнальной обработки, применение спектральных методов эквивалентно узкополосной фильтрации сигнала. При этом полоса пропускания узкополосного фильтра, выделяющего полезный сигнал, может быть ориентировочно принята равной разрешающей способности по частоте, определяемой как интервал Δf между соседними спектральными составляющими в дискретном спектре [1]:

$$\Delta f \approx \frac{F_s}{N},$$

где F_s – частота, с которой осуществляются выборки сигнала; N – число выборок сигнала, используемых для расчета спектра.

Частота выборок сигнала F_s выбирается исходя из максимальной частоты

измеряемого сигнала:

$$F_s > 2 \cdot f_{\max}.$$

Очевидно, что при заданной частоте дискретизации для повышения разрешающей способности (для уменьшения интервала между соседними спектральными составляющими в дискретном спектре) необходимо увеличивать количество выборок обрабатываемого сигнала. Данное требование накладывает ограничение на быстродействие подобной измерительной системы, т. к. именно время накопления N выборок, численно равное N/F_s , определяет временную задержку между моментом изменения частоты сигнала и появлением информации об этом на выходе устройства спектральной обработки. Так, для получения разрешающей способности равной 1 Гц необходимо обеспечить время накопления выборок равное 1 с. При $\Delta f = 0,1$ Гц время накопления необходимо увеличить до 10 с.

Большинство цифровых методов спектрального анализа базируются на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ) [55, 63]. При дискретизации времени непрерывный сигнал $s(t)$ преобразуется в последовательность дискретных выборок. Если выборки производятся через постоянный интервал времени, то получается регулярная последовательность s_n , где $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$, N — количество выборок. Период выборки равен T/N . После этого к полученной выборке сигнала применяют ДПФ и получают дискретные значения преобразования Фурье F_k по формуле:

$$F_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[s_n \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi n k}{N} \right) \right],$$

где n — номер отсчета во временной области, k — номер дискретного значения преобразования Фурье в частотной области.

Затем, используя полученные значения, вычисляют дискретный энергетический спектр сигнала по формуле:

$$P_k = [Re(F_k)]^2 + [Im(F_k)]^2,$$

где $Re(F_k)$ и $Im(F_k)$ — действительная и мнимая части k -го значения дискретного преобразования Фурье. В полученном энергетическом спектре определяют номер k спектральной составляющей, имеющей максимальное значение P_k и вычисляют значение угловой частоты ω для данной максимальной спектральной составляющей по формуле:

$$\omega_k = 2\pi \frac{k}{T}.$$

Недостатком подобного метода является то, что точность определения частоты сигнала зависит от длительности выборки T , время вычислений быстро растет с увеличением объема выборки. Для ускорения ДПФ и сокращения объема вычислений используют быстрое преобразование Фурье (БПФ). Известно несколько алгоритмов БПФ. Вид алгоритма зависит от выбора числа N . Наиболее простой и распространенный алгоритм получается при $N = 2^n$, где n — целое число. Обычно количество выборок настолько велико, что гарантирует выполнение условия теоремы Котельникова: $N \geq 2BL$, где B — ширина спектра входного сигнала (Гц), L — длительность сигнала (с) [63].

Альтернативой преобразованию Фурье является преобразование Хартли. Преобразование получило название по имени Р. Хартли, который применил введенную им функцию вида $cas(\phi) = \cos(\phi) + \sin(\phi)$ в качестве ядра для осуществления прямого и обратного интегрального преобразования. Ниже приведены формулы связи преобразования Фурье и Хартли:

$$H(f) = ReF(f) + ImF(f),$$

$$F(f) = \frac{H(f) + H(-f)}{2} - j \frac{H(f) - H(-f)}{2}.$$

Прямое дискретное преобразование Хартли (ДПХ) осуществляется по формуле:

$$H_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[S_n \cdot \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right].$$

Энергетический и фазовый спектр может быть получен непосредственно из ДПХ:

$$P_k = \frac{[H_k]^2 + [H_{N-k}]^2}{2}, \quad (2.1)$$

$$\phi_k = \arctan \frac{H_{N-k} - H_k}{H_k + H_{N-k}}. \quad (2.2)$$

Преобразование Хартли может применяться для спектрального анализа, фильтрации и обработки сигналов. Существует также и быстрые алгоритмы преобразования Хартли (БПХ) [8, 9]. Значение частоты входного сигнала определенное по энергетическому спектру с использованием ДПХ путем поиска максимальной спектральной составляющей энергетического спектра аналогично ДПФ дает большую погрешность, так как точность определения частоты также зависит от длительности выборки T .

Для применения ДПХ к решению поставленной задачи введем две дополнительные функции составляющие ДПХ синусная (нечетная):

$$Hs_k = \frac{H_k - H_{N-k}}{2} \quad (2.3)$$

и косинусная (четная):

$$Hc_k = \frac{H_k + H_{N-k}}{2}. \quad (2.4)$$

Рассмотрим характер зависимостей H_k , H_{N-k} , Hs_k и Hc_k в окрестности точки f_x равной, например, 20,333 Гц и 20,777 Гц (рисунок 2.2). Время выборки $T = 1$ с, количество точек дискретизации $N = 1024$. Как видно из графиков на участке от 20 до 21 Гц все функции меняют знак, а вычисленные положения максимума энергетического спектра, выражение (2.1), равны соответственно $k_{20,333} = 20$ и $k_{20,777} = 21$.

При более детальном рассмотрении (рисунок 2.3) видно, что точка пересечения линии, соединяющей две разнополярные точки зависимостей H_{20} и H_{21} ,

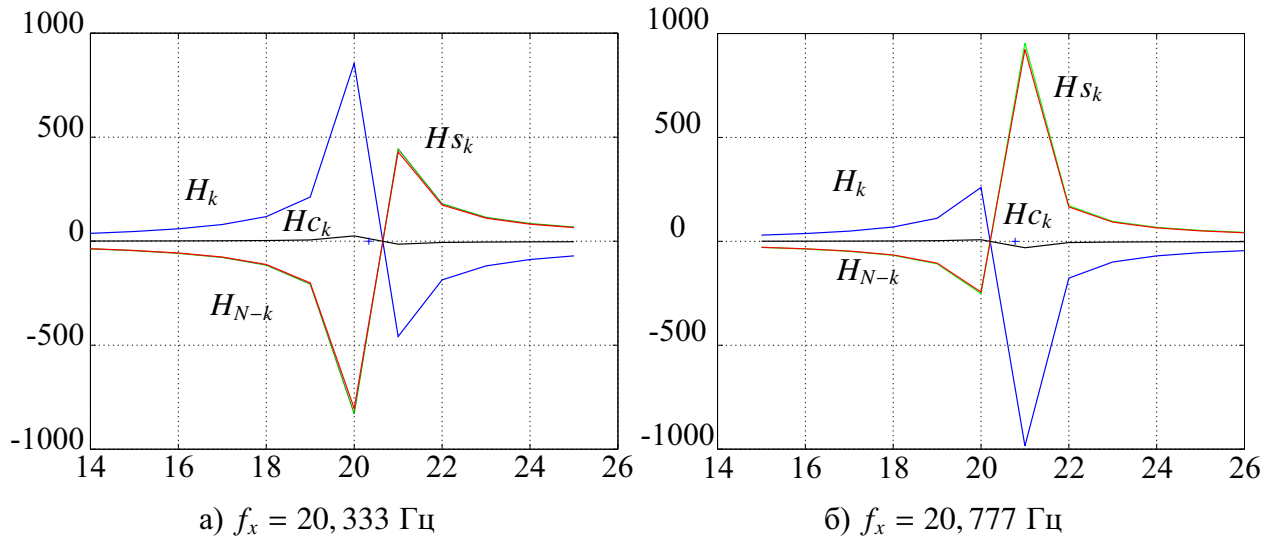


Рисунок 2.2 – Графики зависимостей ДПХ в окрестности измеряемой частоты

с осью абсцисс f_a и искомое значение f_x расположены зеркально симметрично относительно точки, равной половине шага дискретизации по частоте.

Данное предположение было проверено с помощью моделирования для H_s при условии $T = 1$ с и при разном количестве выборок. Результаты вычислений абсолютной ошибки $|\Delta| = |\omega/2\pi - f_x|$, где ω — расчетное значение угловой частоты, приведены на рисунках 2.4 и 2.5.

Из рисунков 2.4, а) и 2.5, а) следует, что абсолютная ошибка линейно зависит от входной частоты и может быть скорректирована следующим образом:

$$\bar{f} = \frac{\omega}{2\pi} \left(1 - \frac{1}{N} \right).$$

В спектре сигнала, полученном с помощью ДПХ, пик соответствующий измеряемой частоте не является единственным – рядом с ним есть множество меньших (рисунок 2.2). Если в измеряемый период T укладывается целочисленное число периодов входной частоты f_x , то можно наблюдать единственный пик. При нецелом числе периодов эта полоса размазывается по соседним дискретам.

Этот эффект определяет погрешность, с которой можно найти частоту исходного колебания по максимуму энергетического спектра. Минимальная погрешность определения частоты равна $1/T$. При достаточно большом отклонении от целого погрешность может быть очень существенной. Влияние эффекта

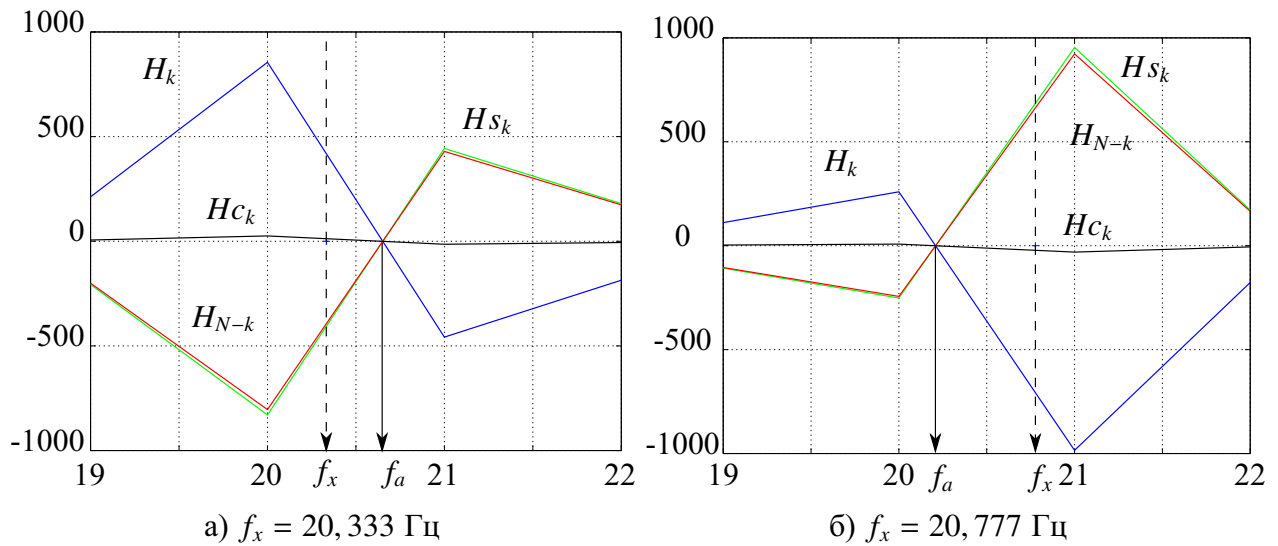


Рисунок 2.3 – Графики зависимостей ДПХ в окрестности измеряемой частоты в увеличенном масштабе

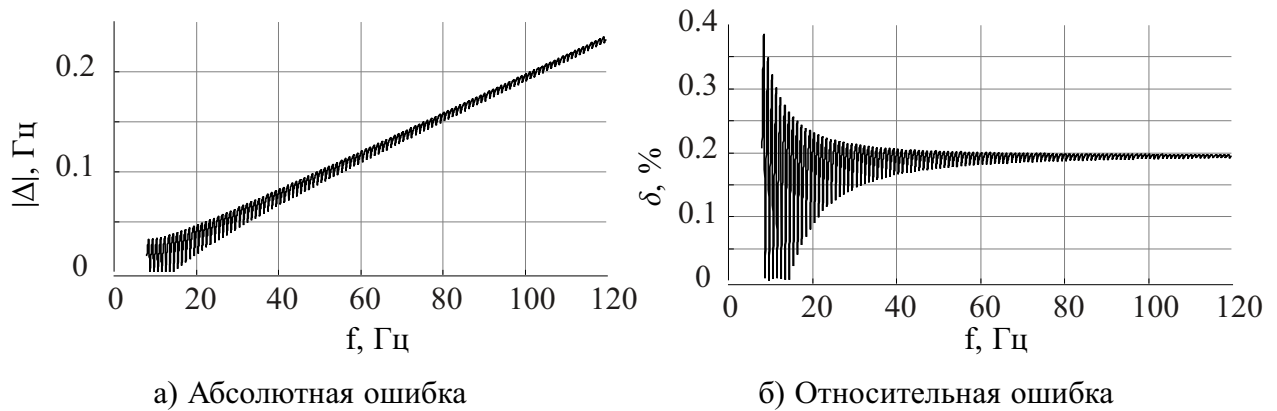


Рисунок 2.4 – Графики зависимости ошибки измерения от входной частоты.

Выборка 512 точек

можно уменьшить, если применить оконные функции. Хотя в результате применения оконной функции спектр может сильно исказиться, при этом изменяется форма пиков – сужается их основание.

По результатам исследования был предложен способ определения частоты узкополосного сигнала [103], при котором сигнал длительностью T дискретизируют с получением N точек, вычисляют его дискретный энергетический спектр, определяют номер k спектральной составляющей с максимальной амплитудой. Метод отличается тем, что дискретный спектр получают с использованием дискретного преобразования Хартли, далее для k и $(k+1)$ номеров вычисляют нечет-

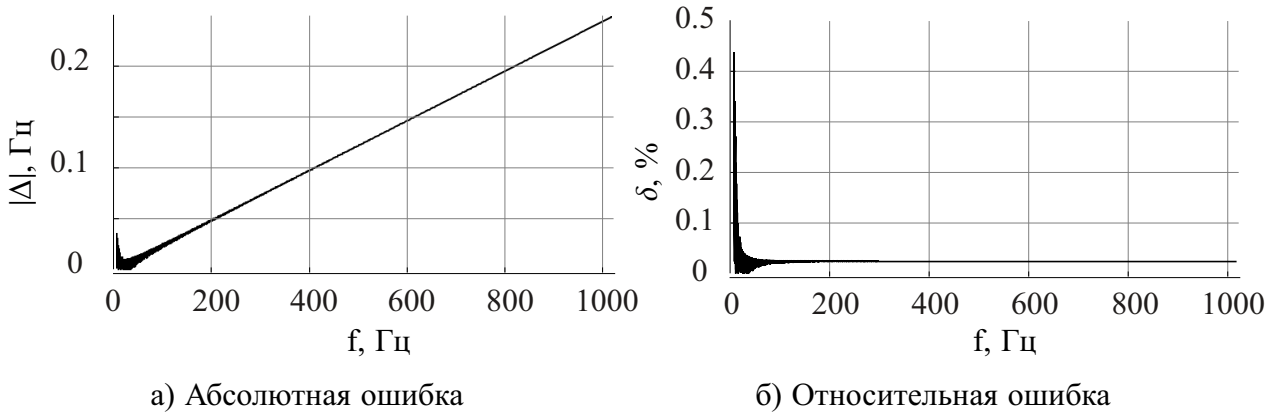


Рисунок 2.5 – Графики зависимости ошибки измерения от входной частоты.

Выборка 4096 точек

ную синусную HS_k и четную косинусную HC_k спектральные составляющие, затем вычисляют значение угловой частоты узкополосного сигнала: при выполнении условий $HS_k \neq 0$ и $HS_k - HS_{k+1} \neq 0$ вычисляют по формуле:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \left[k + 1 - \left(\frac{HS_k}{HS_k - HS_{k+1}} \right) \right], \quad (2.5)$$

а при выполнении условий $HS_k = 0$ или $HS_k - HS_{k+1} = 0$ вычисляют по формуле:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \left[k + 1 - \left(\frac{HC_k}{HC_k - HC_{k+1}} \right) \right]. \quad (2.6)$$

Таким образом, для вычисления точного значения частоты узкополосного сигнала используется синусная составляющая преобразования Хартли во всех случаях, за исключением тех, когда для номера k она равна нулю. В этом случае следует использовать косинусную составляющую. При этом формула для вычисления точного значения частоты не изменяется.

В предложенном способе вычисление частоты узкополосного сигнала осуществляется путем обработки массива значений, полученных после применения к данному сигналу дискретного преобразования Хартли. Обращение к преобразованию Хартли было обусловлено необходимостью использовать вещественные последовательности данных (одномерных или многомерных), обработку которых желательно осуществлять в области вещественных чисел с помощью взаимно симметричных прямого и обратного преобразований. В отличие от пре-

образования Фурье, отображающего вещественные функции в комплексную область и несимметричного по комплексной переменной, преобразование Хартли осуществляет преобразования только в вещественной области, отображая вещественные сигналы в вещественные.

Вначале с помощью дискретного преобразования Хартли получают энергетический спектр сигнала (2.1) и определяют в нем номер k спектральной составляющей с максимальной амплитудой. Затем для k и $k + 1$ номера вычисляется нечетная (синусная) H_{sk} и четная (косинусная) H_{ck} составляющие дискретного преобразования Хартли по формулам (2.3) и (2.4). Для длительности $T = 1$ с интервал между соседними спектральными составляющими будет равен 1 Гц. Положение максимума энергетического спектра может изменяться лишь с данным шагом в 1 Гц и для значений частоты сигнала 20,333 Гц и 20,777 Гц принимает значение 20 Гц и 21 Гц, соответственно. Истинное значение частоты узкополосного сигнала расположено между спектральными составляющими 20 Гц и 21 Гц. В данном частотном интервале происходит смена знака отсчетов синусной и косинусной составляющей дискретного преобразования Хартли. В результате, если соединить попарно точки H_{s20} и H_{s21} , H_{c20} и H_{c21} , то эти отрезки пересекут ось частот. Значение частоты в точке пересечения можно найти из уравнения прямой. Сравнение найденного значения частоты со значением частоты узкополосного сигнала показывает, что данные значения являются зеркально симметричными относительно середины рассматриваемого частотного интервала. С учетом этого были предложены формулы (2.5) и (2.6) для вычисления частоты узкополосного сигнала. Необходимо отметить, что в случаях, когда значение синусной составляющей на частоте максимума энергетического спектра равно нулю, значение косинусной составляющей принимает максимальное значение. Это позволяет точно определить значение частоты узкополосного сигнала, воспользовавшись формулой (2.6).

Вычисление синусной и косинусной составляющих преобразования Хартли позволяет непосредственно измерить частоту входного сигнала по его спектру

без последующей цифровой фильтрации и обратного преобразования и может применяться для частотных датчиков и других приложений, где необходимо измерение частоты.

Выбор в качестве основного источника вычислений синусной составляющей H_s обусловлен наличием в формуле (2.5) разности, что позволяет повысить помехозащищенность метода за счет компенсации спектральной составляющей случайной помехи. Результаты расчета среднего значения абсолютной ошибки $|\bar{\Delta}|$ за 1000 выборок при различном отношении сигнал/шум, времени выборки $T=1$ с и количестве отсчетов $N=1024$ приведены в таблице 2.1. Минимальная погрешность, с которой можно найти частоту исходного колебания по максимуму энергетического спектра, при данных условиях равна 1 Гц.

Таблица 2.1 – Среднее значение абсолютной ошибки $|\bar{\Delta}|$, Гц

Отношение сигнал/шум, дБ	Тип преобразования		
	H_k (БПХ)	H_{s_k} (синусная)	H_{c_k} (косинусная)
без шума	0,124825	0,124925	0,125074
20	0,124805	0,124852	0,135278
6	0,126526	0,125536	0,635852
0	0,130525	0,128474	0,417387
-6	0,148892	0,144803	0,627739

Из таблицы 2.1 следует, что погрешность определения частоты предложенным методом, при прочих равных условиях, в восемь раз меньше определяемого по методу положения максимума спектра. Кроме этого, на вычисления с использованием БПХ и синусной составляющей БПХ значения шум оказывает наименьшее влияние. Соответственно уменьшается погрешность вызванная нецелым числом периодов входной частоты. Наибольшее значение погрешность достигает в середине интервала дискретизации по частоте и малых значениях частот.

2.2. Способ повышения помехозащищенности в счетчике-расходемере РС-СПА при воздействии узкополосных синфазных помех

Если рассматривать спектральный метод обработки сигнала с точки зрения помехозащищенности, то при воздействии на вход устройства широкополосных помех данный метод дает дополнительный выигрыш в отношении сигнал/шум, обратно пропорциональный величине Δf . В случае узкополосной помехи (что чаще всего и наблюдается в реальных условиях) спектральная обработка сигнала на выходе дифференциального усилителя не обеспечивает значительного выигрыша в помехозащищенности. Это объясняется тем, что при большой амплитуде узкополосной помехи, даже с учетом ее ослабления дифференциальным усилителем, соответствующая ей спектральная составляющая может превысить амплитуду спектральной составляющей полезного сигнала. В результате, при определении частоты колебаний путем нахождения спектральной составляющей с максимальной амплитудой, в качестве спектральной составляющей полезного сигнала будет выделена спектральная составляющая, соответствующая сигналу помехи, т. е. возникнет погрешность измерения частоты.

Для преодоления данной проблемы предложена структурная схема устройства обработки сигнала [92, 107], показанная на рисунке 2.6.

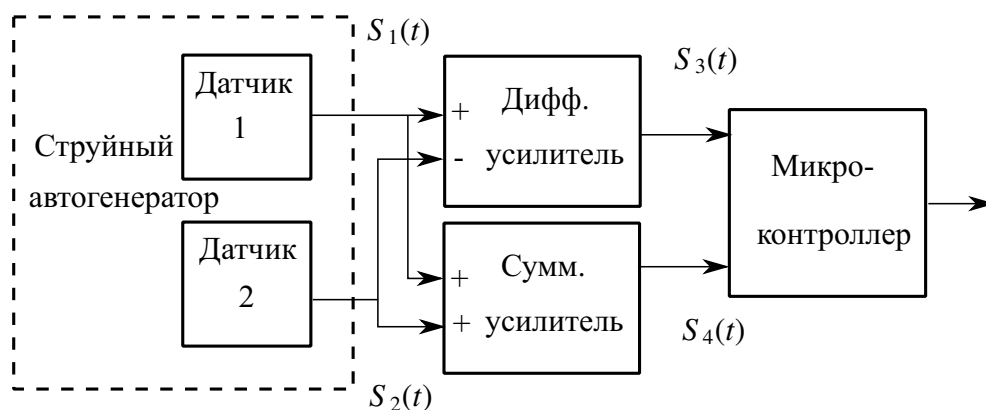


Рисунок 2.6 – Структурная схема устройства обработки сигналов струйного расходомера с повышенной помехозащищенностью

Как и в рассмотренной выше схеме (рисунок 2.1), в данном устройстве сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с выходов первичных датчиков поступают на входы дифференциального усилителя. Но кроме этого в устройство введен суммирующий усилитель, в котором происходит сложение сигналов с выходов датчиков. При сложении сигналов датчиков составляющая помехи (с учетом ее синфазности) усиливается значительно сильнее, чем противофазная полезная составляющая. В результате выходной сигнал суммирующего усилителя $S_4(t)$ будет представлять в основном сигнал помехи. Это позволяет получить информацию о значении частоты помехи и использовать ее при дальнейшей обработке сигналов.

Эффект от введения суммирующего усилителя становится более понятным, если рассмотреть спектр $H_1(f)$ сигнала с выхода дифференциального усилителя и спектр $H_2(f)$ сигнала с выхода суммирующего усилителя (рисунок 2.7). В спектре $H_2(f)$ суммарного сигнала составляющие помехи за счет синфазного сложения значительно превышают по амплитуде спектральные составляющие полезного сигнала. Именно это позволяет выделить и практически полностью исключить сигнал помехи. Для этого вычисляется вспомогательный, разностный спектр $H_3(f)$. Он представляет собой результат вычисления разности амплитуд одинаковых спектральных составляющих в спектрах $H_1(f)$ и $H_2(f)$. Данная методика вычислений приводит к тому, что в спектре $H_3(f)$ спектральные составляющие сигнала помехи имеют отрицательную амплитуду, а спектральные составляющие полезного сигнала ослабляются незначительно.

После описанных вычислений задача удаления помехи из сигнала $S_3(t)$ решается совсем просто – путем поиска в спектре $H_3(f)$ спектральной составляющей с максимальной амплитудой. Значение частоты, соответствующее максимуму в спектре $H_3(f)$ является выходным сигналом устройства обработки. Перед тем, как полученный результат поступает на выход устройства, производится проверка превышения амплитудой найденного максимума заданного порогового уровня. В качестве порогового уровня выбирается амплитуда спектральных составляющих в спектре $H_3(f)$ при нулевом расходе. Если значение оказывается

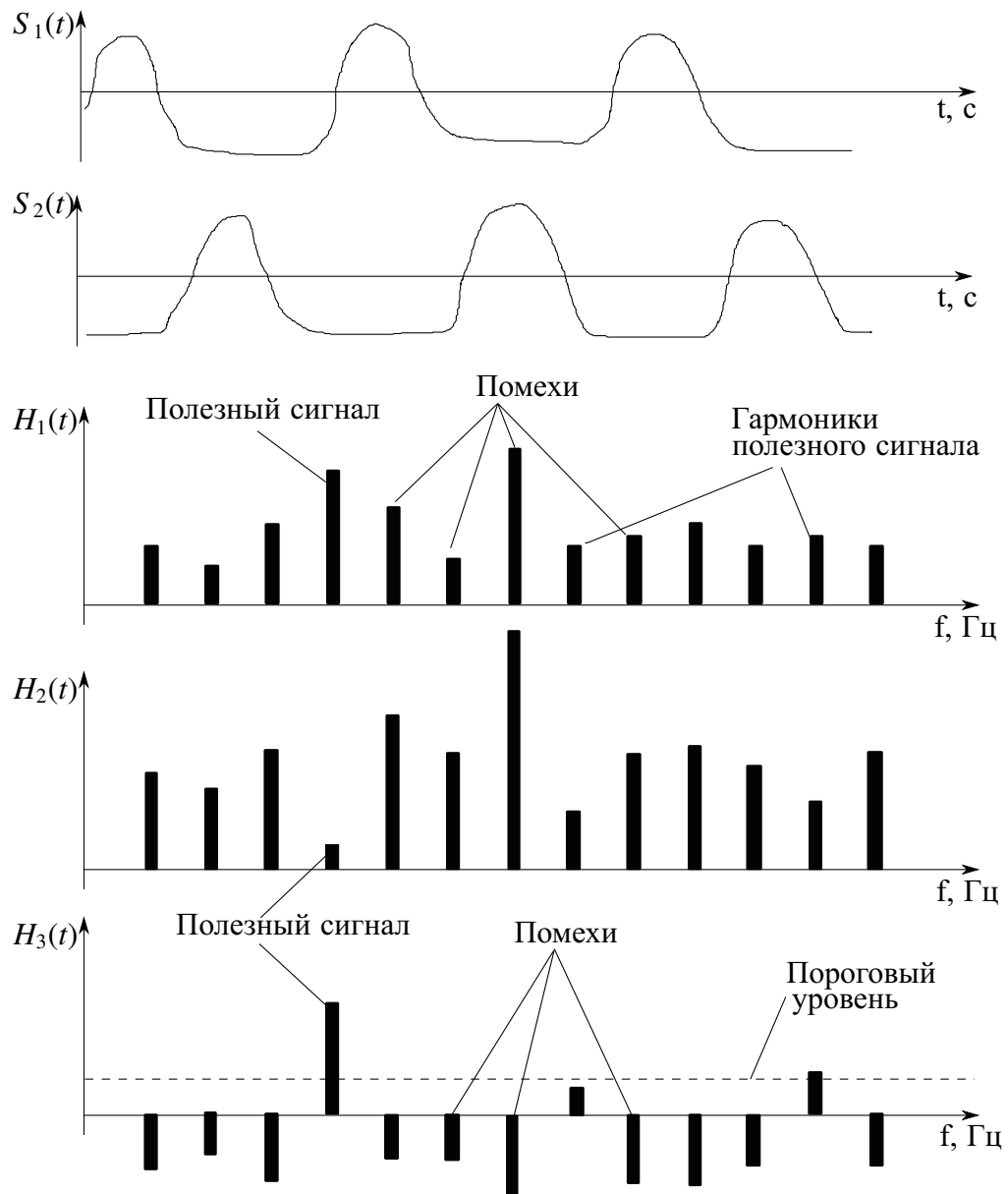


Рисунок 2.7 – Процесс преобразования спектров в устройстве обработки сигналов струйного расходомера

ниже порога, то выходной сигнал рассматриваемого устройства устанавливается равным нулю.

Описанное устройство обработки сигналов было реализовано с использованием микроконтроллера AT91SAM7S256. Вычисление амплитудных спектров сигналов проводится с использованием быстрого преобразования Хартли по 2048 точкам. Время, необходимое на одно измерение, составляет 2 с.

Были разработаны две модификации устройства – для расходомера-счетчика воды и для расходомера-счетчика природного газа. В первом случае ниж-

няя частота диапазона измеряемых частот струйного автогенератора снижена по сравнению с первоначальным вариантом с 5 Гц до 2 Гц при сохранении верхней частоты 500 Гц. Соответственно для газа нижняя граница диапазона измеряемых частот снижена с 50 Гц до 10 Гц при сохранении верхней частоты диапазона 5 кГц. Достижимая при этом методическая погрешность измерения частот автоколебаний при этом не превышала $\pm 0,05$ Гц и $\pm 0,5$ Гц, соответственно.

Разработанное устройство обеспечивает вывод измерительной информации на знакосинтезирующий индикатор (суммарный прошедший объем), на внешние регистрирующие устройства через импульсный выход (каждый импульс соответствует определенному объему, прошедшему через расходомер), через частотный выход (частота импульсов равна частоте струйного автогенератора) и через интерфейс типа токовая петля 4...20 мА (величина тока пропорциональна расходу). Дополнительно обеспечивается возможность связи с компьютером по каналу RS232 для передачи в специализированную компьютерную программу результатов измерений и записи в микроконтроллер градуировочных коэффициентов и значений ряда параметров, определяющих режим работы устройства, формирование паспорта. Для анализа функционирования устройства программа позволяет строить передаточную характеристику, отображает входной сигнал в виде осциллограммы и его спектр. Программа написана на языке C++. В качестве компилятора использован Borland C++ Compiler 5.5. Иллюстрации интерфейса программы приведены в приложении Б.

Рассмотренные микроконтроллерные устройства обработки сигналов прошли успешные испытания и использованы в ООО «ЛОМО–прибор» для улучшения метрологических характеристик расходомера-счетчика РС СПА-М(РС-П).

2.3. Повышение точности измерения координат светового пятна с использованием дифференциальной схемы включения координатно-чувствительного фотоприемника

В работе [44] была исследована возможность включения координатно-чувствительного фотоприемника (КЧФ) по дифференциальной схеме с питанием напряжением, модулированным синусоидой. Проверка производилась на дуговом КЧФ, засветка датчика производилась диодом ИК-излучения в области максимальной чувствительности фотоприемника.

Для получения КЧФ, работающего при модулированном напряжении питания, была изготовлена протяженная дуговая трехслойная р-п-р структура на основе кремния п-типа, с сектором в 76° , шириной 1,5 мм, радиусом дуги 14 мм и толщиной 286 мкм. Толщина слоев р-типа составляет 53 мкм. Слои получены путем двухсторонней диффузии бора в полупроводник п-типа проводимости с поверхностным сопротивлением 30 Ом/□. Удельное сопротивление р-областей составляет 400 Ом·см [2, 49, 73].

Для оценки равномерности поверхностной концентрации эмиттера полученного таким образом фотоприемника КЧФ исследовался в режиме фотопотенциометра при постоянном напряжении питания (рисунок 1.8). Для этого между эмиттерными контактами ($\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$) верхнего протяженного фоточувствительного слоя было приложено постоянное напряжение питания 10 В, а выходное напряжение измерялось на коллекторе (К) фотоприемника относительно одного из эмиттерных контактов. График зависимости выходного напряжения от угла положения светового зонда относительно поверхности КЧФ при двух значениях тока ИК-диода приведен на рисунке 2.8.

Линейный участок выходной характеристики наблюдается в диапазоне от 8° до 60° при токе ИК-диода 30 мА и от 4° до 72° при токе ИК-диода 90 мА.

Отклонение от линейности на краях диапазона углов связано с влиянием контактов и нелинейностью удельного сопротивления по длине дуги фотоприемника.

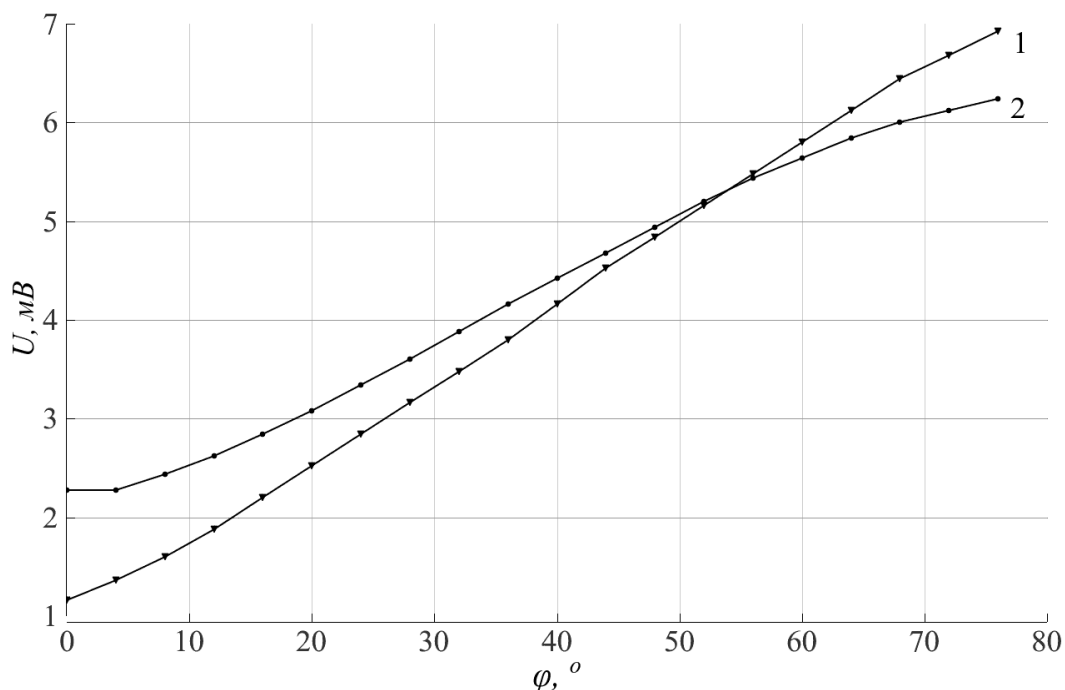


Рисунок 2.8 – Зависимость выходного напряжения, в режиме фотопотенциометра при постоянном напряжении питания, от положения светового зонда на фоточувствительной поверхности КЧФ для двух значениях тока ИК-диода: 1 – 30 мА; 2 – 90 мА

В дифференциальной схеме включения на коллекторный контакт фотоприемника подается однополярное синусоидальное напряжение амплитудой 1 В (рисунок 2.9). Выходное напряжение снимается с делителей образованных сопротивлением коллектор-эмиттерных КЧФ и резисторами R_1 и R_2 . Была исследована зависимость разности амплитуд выходных напряжений на эмиттерных контактах относительно «земли» от углового положения светового зонда. Для получения разности амплитуд выходных напряжений на эмиттерных контактах был использован дифференциальный усилитель с выходной функцией $U = U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}}$. При этом выходные эмиттерные контакты нагружены относительно «земли» сопротивлениями 16 кОм. Ток потребления ИК-диода был равен 30 мА.

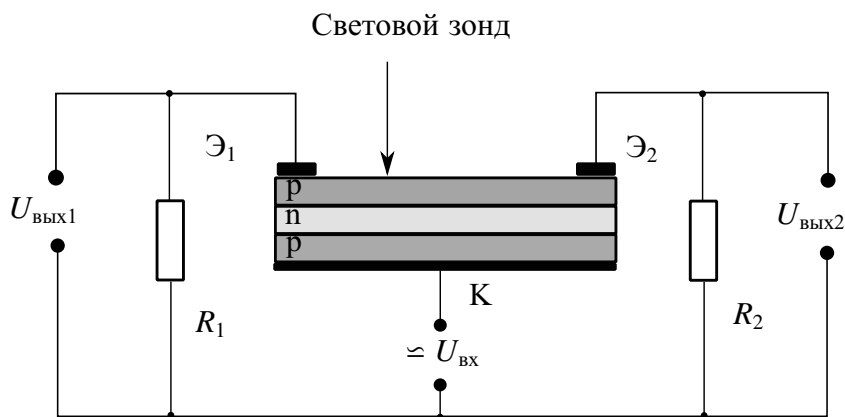


Рисунок 2.9 – Схема включения КЧФ в режиме дифференциального выходного напряжения с нагрузочными резисторами

Графики зависимости выходного дифференциального амплитудного напряжения от положения светового зонда на фоточувствительной поверхности КЧФ при частотах 1 МГц, 2 МГц и 3 МГц приведены на рисунке 2.10.

С учетом погрешности измерений зависимости близки к линейным на всей фоточувствительной поверхности. Наблюдается слабое изменение наклона зависимости разности амплитуд выходных напряжений от частоты входного напряжения с точкой пересечения расположенной около 40° , что близко к геометрическому центру фоточувствительной поверхности. При этом интервал амплитуд выходного дифференциального напряжения составляет от -200 мВ до 200 мВ.

В следующей схеме реализуется режим измерения сдвига фаз выходных сигналов. Заменяв резисторы R_1 и R_2 , рисунок 2.11, на емкости C_1 и C_2 , можно наблюдать на соответствующей частоте модулированного питающего напряжения заметный фазовый сдвиг между выходными напряжениями. Номинал используемых нагрузочных емкостей составлял $C_1 = C_2 = 1$ нФ.

Расчет входной частоты. Эквивалентная схема включения КЧФ в режиме дифференциального выходного напряжения с нагрузочными емкостями приведена на рисунке 2.13 и представляет собой симметричный мост. Значения сопротивлений R_1 и R_2 зависят от положения светового пятна и в сумме составляет $R_1 + R_2 \approx 5$ кОм. Сопротивление R_3 зависит от яркости светового пятна и изменяется от десятков кОм в темновом режиме до единиц Ом при засветке.

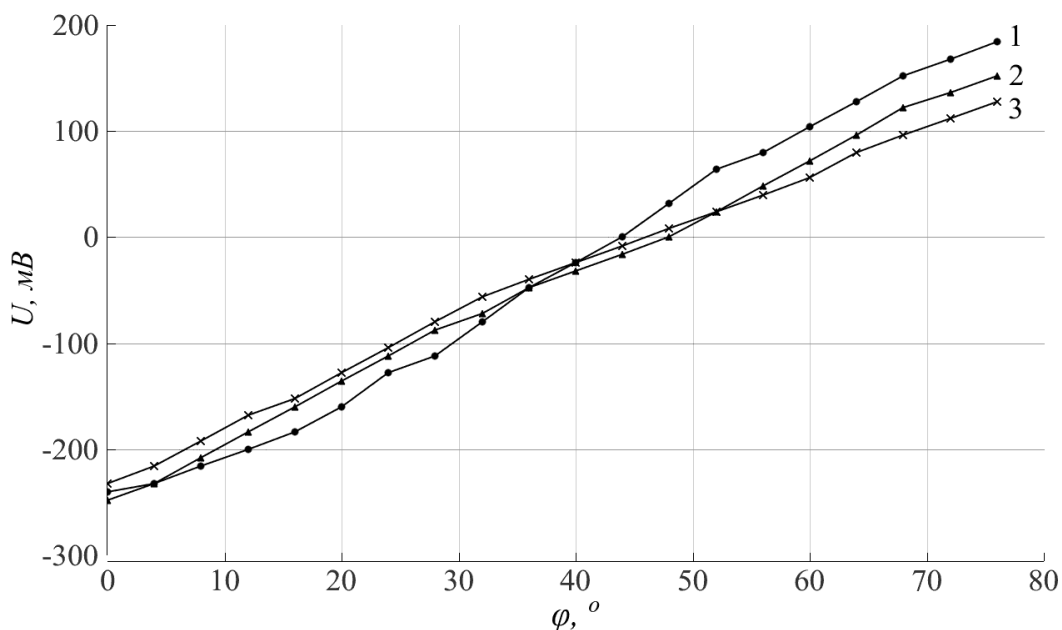


Рисунок 2.10 – Зависимость разности амплитуд выходных напряжений от положения светового зонда на поверхности КЧФ при частотах: 1 – 1 МГц; 2 – 2 МГц; 3 – 3 МГц

На рисунке 2.12 приведены амплитудно- и фазо-частотные зависимости одного плеча моста в случае $R_1 = R_2$ – световое пятно находится в середине фоточувствительного участка. Известно, что наибольшая чувствительность достигается при сдвиге фаз в каждом плече относительно $U_{\text{вх}}$ равном 45° , чему соответствует частота среза фильтра равная:

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 [\text{кОм}] \cdot 1 [\text{нФ}]} = 31,416 \text{ кГц.} \quad (2.7)$$

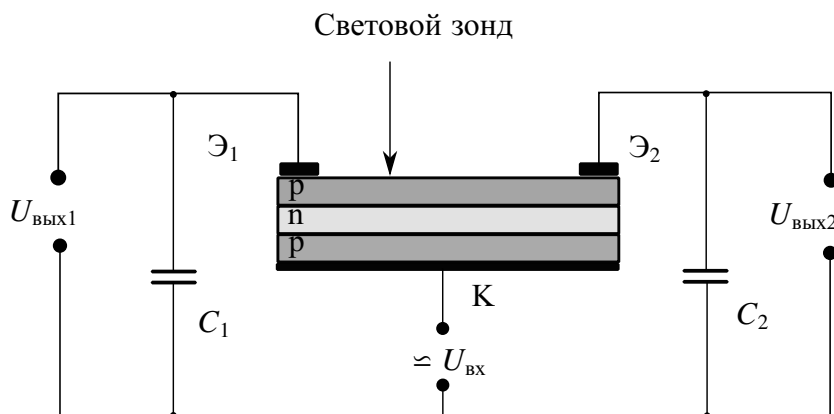


Рисунок 2.11 – Схема включения КЧФ в режиме дифференциального выходного напряжения с нагрузочными емкостями

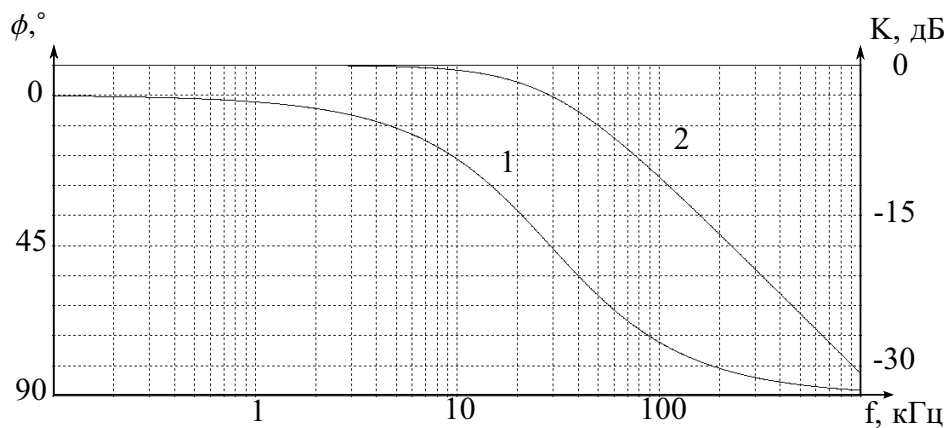


Рисунок 2.12 – Теоретические ФЧХ (1) и АЧХ (2) КЧФ

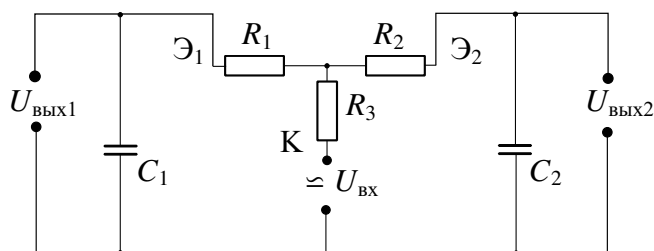


Рисунок 2.13 – Эквивалентная схема включения КЧФ в режиме дифференциального выходного напряжения с нагрузочными емкостями

На рисунке 2.14 приведена зависимость измеренного сдвига фаз между выходными напряжениями в указанной схеме от положения светового зонда на поверхности КЧФ на частоте 30 кГц. Данная зависимость в пределах погрешности измерений близка к линейной практически во всем диапазоне углов.

Оценим характеристики полученной схемы и требования к устройству измерения разности фаз сигналов $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$. В качестве устройства обработки выбран типовой микроконтроллер (например, – STM32F100х). Исходные данные: диапазон изменения разности фаз $\Delta\phi = \pm 30^\circ$ (рисунок 2.14), частота модуляции $F_m = 31,416$ кГц (2.7); АЦП 12-разрядов; абсолютная погрешность АЦП 2..4 единиц младшего разряда; частота счета $f_{\text{сч}} = 24$ мГц. В этом случае максимальная длительность импульса на выходе фазового детектора составит:

$$\tau_{\text{макс}} = \frac{|\Delta\phi|}{360 \cdot F_m} = 2,65 [\text{мкс}],$$

что соответствует времени преобразования АЦП для данного микроконтроллера (1..4 мкс). За это время в счетчике накопится $n = \tau_{\text{макс}} \cdot f_{\text{сч}} = 63$ импульса и от-

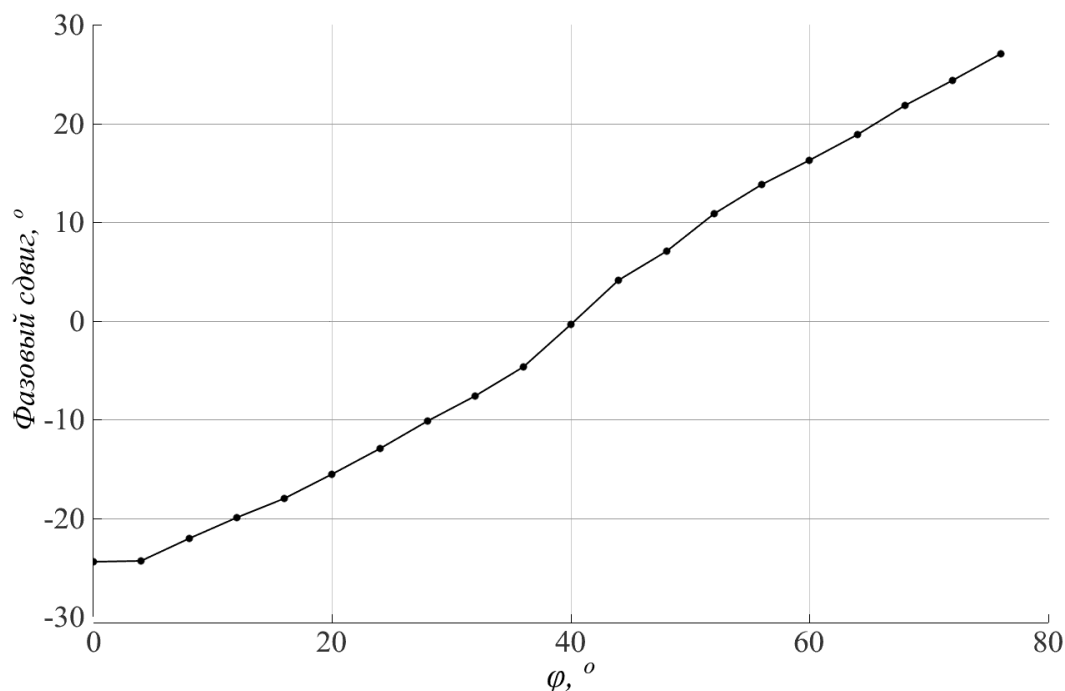


Рисунок 2.14 – Зависимость сдвига фазы выходных сигналов от положения светового зонда на поверхности КЧФ при частоте 30 кГц

носительная погрешность составит $\delta_{\text{фаз}}=1,55\%$; против 0,1% с использованием схемы КЧФ в режиме фотопотенциометра (рисунок 1.8) и АЦП данного микроконтроллера. Для получения погрешности аналогичного порядка необходимо произвести накопление счетных импульсов за большее количество импульсов N с выхода фазового детектора [63], что существенно снизит быстродействие. Так, для $N=100$ время преобразования составит 3,2 мс.

В результате исследований установлено следующее. В режиме исследования фазового сдвига выходных сигналов при емкостной нагрузке от положения светового зонда на поверхности КЧФ при частоте 30 кГц, получена близкая к линейной зависимость практически во всем диапазоне углов. Показана возможность использования координатно-чувствительных фотоприемников в качестве датчика положения в дифференциальном включении. При этом смещение максимума светового пятна может быть определено как по значению постоянного или модулированного напряжения на выходе датчика, так и по сдвигу фаз между выходными сигналами на модулированном напряжении.

Включение КЧФ по дифференциальной схеме, с использованием модуляции напряжения источника питания, позволяет снизить уровень собственных и внешних (вызванных, например, дрожанием светового луча или нестабильностью источника питания) синфазных помех, что уменьшает погрешность датчика. При этом выходной параметр (разность фаз) не зависит от уровня интенсивности светового зонда. Оценка влияния уровня интенсивности светового зонда на погрешность, по выражению (1.8), для конкретного образца КЧФ показала снижение погрешности определения положения светового пятна на 10–15%. Улучшение помехозащищенности можно получить использованием узкополосного селективного фильтра настроенного на частоту модуляции. Улучшение перечисленных характеристик КЧФ достигается за счет снижения быстродействия.

2.4. Способ повышения точности измерения сигнала дифференциального фотодиода

Алгоритм обработки сигналов дифференциального фотодиода рассмотрим на примере его применения в кольцевом упругом элементе.

Кольцевой упругий элемент является перспективной основой для создания весоизмерительного оборудования. По сравнению с другими типами упругих элементов (стержень, балка), используемыми для преобразования силы в перемещение (деформацию), он обладает более широким диапазоном упругих деформаций и большей чувствительностью.

Кольцевой упругий элемент представляет собой кольцо с двумя жесткими участками вдоль вертикального диаметра, по направлению которого прикладывается измеряемая сила. Приложение силы приводит к деформации кольца в вертикальной плоскости, прямо-пропорциональной приложенной силе. В случае применения кольцевого упругого элемента как основы весоизмерительного оборудования роль внешней силы выполняет сила тяжести. Измерение величины деформации упругого элемента может осуществляться различными способами.

В настоящее время наибольшее распространение нашли тензорезисторные, емкостные и индуктивные преобразователи. Общим недостатком подобных датчиков является сильная чувствительность к внешним электрическим и магнитным полям, что требует применения специальных мер по экранированию при размещении датчиков вблизи работающего силового оборудования.

Повысить помехозащищенность при измерении деформаций упругого элемента возможно, если использовать для этого не электрические, а оптические методы. В этом случае наиболее просто реализуется теневой метод измерения, при котором о величине деформации судят по величине смещения пятна оптического излучения на поверхности фотоприемника.

Один из возможных вариантов реализации данного метода измерения иллюстрирует рисунок 2.15. Кольцевой упругий элемент 1 закреплен своим верхним краем на неподвижном подвесе 2. К верхнему краю кольца крепится излучатель 3 и расположенный напротив него фотоприемник 4. К нижнему краю кольца крепится непрозрачный экран 5, располагаясь между излучателем и приемником. Для формирования пятна излучения в экране сделана узкая горизонтальная щель 6, через которую световой поток от излучателя попадает на поверхность фотоприемника. При деформации кольца будет происходить перемещение экрана относительно излучателя и, как следствие, перемещение изображения щели вверх и вниз по поверхности фотоприемника. На рисунке 2.15 слева и справа показаны два крайних случая деформации кольца, соответствует перемещению пятна излучения по поверхности фотоприемника на величину Δx .

Достоинством описанного теневого метода является то, что, варьируя расстояние между экраном и излучателем, можно изменять величину перемещения пятна излучения, соответствующую одной и той же величине деформации кольца, регулируя с помощью этого чувствительность устройства.

От фотоприемного устройства в данном случае требуется пространственная чувствительность. Т. е. его выходной сигнал должен зависеть от координаты x пятна излучения на его поверхности. Очевидно, что основное влияние

на метрологические характеристики рассматриваемого метода измерения оказывает именно тип используемого позиционно-чувствительного фотоприемного устройства.

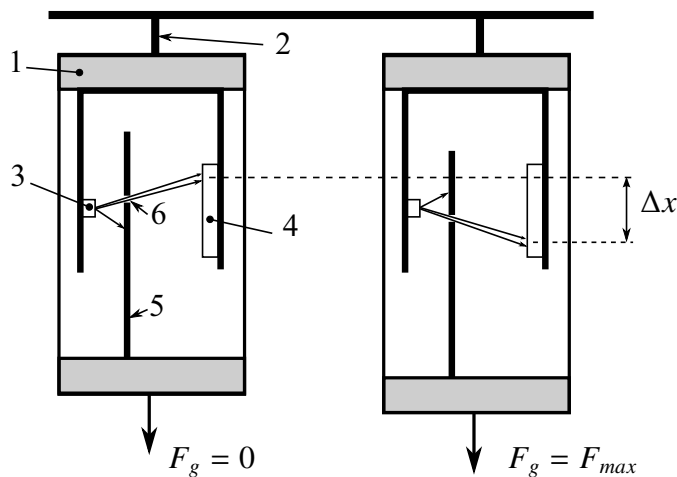


Рисунок 2.15 – Принцип измерения деформации кольцевого упругого элемента
оптическим теневым методом

Задача измерения положения пятна излучения на поверхности фотоприемного устройства во многом аналогична задаче по поиску максимума спектра отражения брэгговской решетки. В связи с этим было решено рассмотреть возможность применения в системе измерения деформации кольцевого упругого элемента тех технических решений, которые используются для обработки сигналов брэгговских датчиков [12]. В данном случае рассматривалась возможность использования в качестве позиционно-чувствительного фотоприемника либо дифференциального фотодиода, либо многоэлементной фотоприемной линейки.

Дифференциальный фотодиод состоит из двух фоточувствительных площадок (пикселей) достаточно большой площади, разделенных узкой границей (рисунок 2.16). При смещении светового пятна поперек данной границы раздела изменяется распределение мощности между пикселями. Вычисляя значение разности сигналов с пикселей (которые пропорциональны падающей на них оптической мощности), и нормируя его к сумме данных сигналов, мы получаем результирующий сигнал, пропорциональный величине смещения светового

пятна относительно границы раздела пикселей фотодиода и не зависящий от мощности оптического излучения [12]. Положительным свойством данного решения является высокое быстродействие преобразователя, что позволяет измерять внешние воздействия на упругий элемент в диапазоне частот вплоть до единиц мегагерц. Недостатком, свойственным дифференциальному фотодиоду, является значительная нелинейность его функции преобразования. Причем вид функции преобразования зависит от размеров светового пятна, падающего на фотодиод. Учитывая, что в весоизмерительном оборудовании точность играет первостепенную роль, в то время как частотный диапазон измеряемых деформаций обычно не превышает единиц кГц, было решено отказаться от применения дифференциального фотодиода.

Фоточувствительная область многоэлементной фотоприемной линейки представляет собой ряд отдельных элементов – пикселей, преобразующих падающую на них оптическую мощность в пропорциональный ей электрический заряд. В типичной многоэлементной фотоприемной линейке общее количество пикселей составляет от 512 до 2048, размещаемых на участке длиной от 7 до 30 мм. Под действием тактовых импульсов, поступающих на вход управления линейки, происходит последовательный опрос пикселей. В результате формируется выходной сигнал линейки, представляющий собой последовательность электрических импульсов, амплитуда каждого из которых прямо пропорциональна освещенности соответствующего пикселя. Т. е. осциллограмма выходного сигнала приближенно повторяет вид распределения оптической мощности по поверхности фотоприемной линейки.

В случае применения многоэлементной фотоприемной линейки для измерения положения светового пятна необходимо определить номер пикселя, выходной сигнал с которого максимален. Это приближенно будет соответствовать центру пятна излучения, проходящего через щель. Зная расстояние между соседними пикселями (их период), от номера пикселя можно перейти к абсолютному значению координаты центра пятна. Таким образом, применение фотоприем-

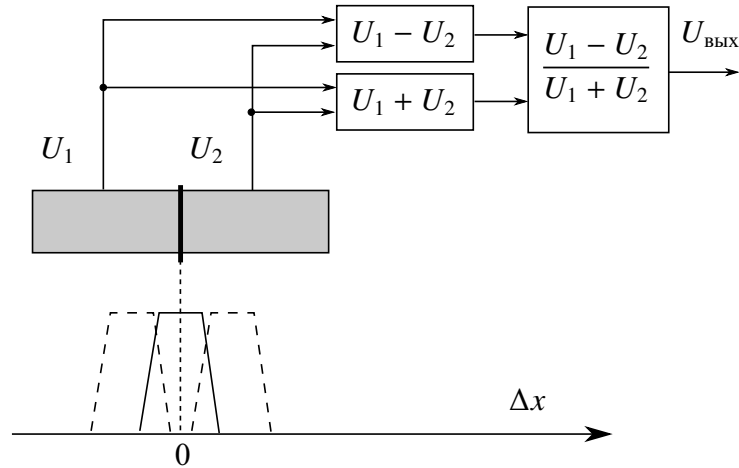


Рисунок 2.16 – Принцип работы дифференциального фотодиода

ной линейки обеспечивает высокую точность измерения и линейность функции преобразования. Динамический диапазон данного метода не хуже, чем N (здесь N — количество пикселей на участке фотоприемной линейки, в пределах которого происходит перемещение пятна излучения при максимальной деформации кольцевого упругого элемента). Недостатком данного устройства является меньшее по сравнению с дифференциальным фотодиодом быстродействие. Но как уже отмечалось, в данном случае этот параметр не является определяющим.

Повысить разрешающую способность метода (сделав ее менее одного пикселя) возможно, если для определения положения центра пятна излучения использовать центроид-метод. В этом случае координата центра пятна излучения определяется как центр тяжести фигуры, образованной сигналами с пикселей:

$$x_m = \frac{\sum_{i=0}^N u_i \cdot x_i}{\sum_{i=0}^N u_i},$$

где x_i — координата, соответствующая середине i -ого пикселя, u_i — амплитуда сигнала с i -ого пикселя линейки. Под амплитудой сигнала здесь понимается разность между текущим значением сигнала и значением сигнала, полученным при отсутствии оптической мощности на пикселе (уровень черного). При этом в вычислениях участвуют все пиксели, на которые попадает излучение, прошед-

шее через щель в экране. Именно такой вариант обработки является типичным при обработке спектров отражения брэгговских датчиков. Однако его реализация требует применения быстродействующего АЦП для измерения амплитуды сигналов с пикселей, а также быстродействующего микроконтроллера для осуществления соответствующих вычислений. Для упрощения процедуры измерений и повышения быстродействия преобразователя предложен компромиссный вариант реализации метода. Сущность его заключается в том, что положение щели в экране определяется как середина ширины пятна излучения по уровню 0,5 в выходном сигнале фотоприемной линейки. Одну из возможных реализаций предлагаемого метода иллюстрирует рисунок 2.17. Здесь U_1 – тактовые импульсы, определяющие начало опроса пикселей фотоприемной линейки. Т. е. после данного импульса на выходе фотоприемной линейки появляется сигнал с первого пикселя линейки. Сигнал U_2 – это тактовые импульсы, определяющие период опроса пикселей. С приходом очередного импульса U_2 на выходе фотоприемной линейки появляется сигнал со следующего пикселя. В результате такого последовательного опроса пикселей на выходе линейки формируется выходной сигнал U_3 . Его форма приближенно повторяет распределение оптической мощности по пикселям линейки. В данном случае этот сигнал повторяет форму пятна излучения, прошедшего через щель в экране.

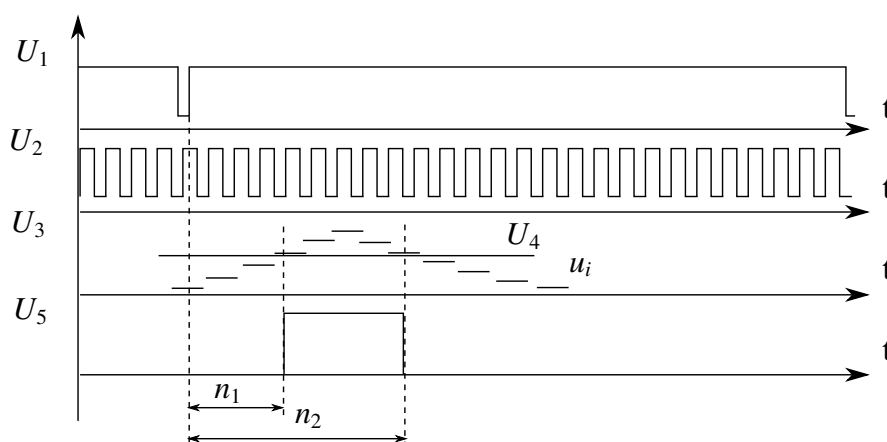


Рисунок 2.17 – Временные диаграммы, поясняющие принцип нахождения центра пятна излучения

Для того чтобы определить номер пикселя, уровень сигнала с которого соответствует половине амплитуды выходного сигнала фотоприемной линейки, используется аналоговый компаратор. На его инвертирующий вход подается постоянное напряжение U_4 , равное половине от максимального выходного сигнала линейки. На неинвертирующий вход компаратора поступает сигнал U_3 с выхода фотоприемной линейки. В результате на выходе компаратора формируется импульсный сигнал U_5 , фронты которого соответствуют моментам перехода выходного сигнала фотоприемной линейки через уровень 0,5. При этом n_1 — это количество импульсов U_2 от момента начала опроса пикселей до переднего фронта пятна излучения, а n_2 — количество импульсов U_2 от момента начала опроса пикселей до заднего фронта пятна излучения. Зная значения n_1 и n_2 , номер пикселя фотоприемной линейки, соответствующий середине ширины пятна излучения по уровню 0.5, вычисляется по формуле:

$$n_{0,5} = n_1 + \frac{n_2 - n_1}{2}.$$



Рисунок 2.18 – Внешний вид макета весоизмерительного устройства

Соответствующие вычисления удобнее всего реализовать на основе микроконтроллера. Он же может обеспечить и подсчет тактовых импульсов n_1 и n_2 .

Описанный метод измерения был реализован в виде действующего макета весоизмерительного устройства (рисунок 2.18) [104]. В качестве многоэлементной фотоприемной линейки, на рисунке она не видна, использовалась ПЗС-

линейка ILX511 с числом пикселей 2048, длина фоточувствительного участка 25 мм. Период опроса всех пикселей, ограниченный техническими возможностями данной линейки, составляет около 1 мс. Это позволяет отслеживать динамические процессы изменения веса в диапазоне частот от нуля до, как минимум, 100 Гц.

Обработка сигналов с фотоприемной линейки осуществляется микроконтроллером AT91SAM7X. Результаты вычислений передаются по каналу Ethernet на внешний компьютер и с помощью специально разработанной программы в реальном времени отображаются на экране и могут быть сохранены в виде текстового файла для последующей обработки.

Предварительные результаты, полученные на макете весоизмерительного устройства, подтвердили работоспособность предложенного оптического метода измерения деформаций.

Выводы

Рассмотрена возможность применения дискретного преобразования Хартли для определения частоты слабого электрического сигнала дифференциальных преобразователей.

Показано, что в дискретном спектре узкополосного сигнала, полученного с помощью ДПХ, в области максимума энергетического спектра существует точка расположенная зеркально симметрично искомой частоте. Предложено выражение для нахождения значения частоты. Показано, что наибольшую помехозащищенность дает использование синусной составляющей ДПХ.

Введение спектральной обработки позволило повысить помехозащищенность расходомеров примерно на 40 дБ, что обеспечивает сохранение метрологических характеристик устройства при отношении сигнала к шуму на выходе первичных датчиков порядка минус 20 дБ при минимальной разности между частотой помехи и частотой полезного сигнала равной 5 Гц для воды и 50 Гц для

газа. Работоспособность устройства сохраняется при разности между частотой помехи и частотой полезного сигнала равной 1 Гц для воды и 10 Гц для газа.

Предложен способ компенсации узкополосных и широкополосных помех дифференциального датчика в спектральной области.

Включение координатно-чувствительного фотоприемника по дифференциальной схеме на модулированном напряжении источника питания позволяет снизить уровень собственных и внешних (вызванных, например, дрожанием светового луча или нестабильностью источника питания) синфазных помех, что уменьшает погрешность датчика. При этом выходной параметр (разность фаз) не зависит от уровня интенсивности светового зонда. Улучшение помехозащищенности можно получить использованием узкополосного селективного фильтра настроенного на частоту модуляции.

Применение теневого метода и ПЗС-линейки позволяет повысить помехозащищенность и чувствительность при измерении деформаций кольцевого упругого элемента весоизмерительного устройства. Повышение разрешающей способности производится с помощью центроид-метод.

Глава 3

Корреляционный метод повышения точности определения параметров оптических сигналов многоэлементными фотоприемниками

3.1. Описание корреляционного метода сигнальной обработки

Задача обнаружения и определения положения объектов на изображении встречается во многих приложениях, в особенности автоматической интерпретации изображений и распознавания образов. Во многих приложениях для нахождения положения объекта используется центроидальный метод вычисления координаты в строке с максимальной амплитудой сигнала.

В работе [26] приведены результаты вычислительного эксперимента с хаотическим равномерным распределением чувствительности ПЗС-матрицы с гауссовским распределением входного сигнала для оценки погрешностей определения энергетического центра. В результате анализа результатов экспериментов с нормальным и пуассоновским распределением фона выяснилось, что погрешность вычисления координат энергетического центра не зависит от характера и параметров распределения, таких, как среднее значение числа фоновых фотонов и дисперсия (разброс значений) интенсивности фона, а решающее влияние на погрешность оказывает соотношение сигнал/шум, то есть отношение полной энергии сигнала к полной энергии шума.

В работе [54] исследовано влияние размеров проекции точечного источника света на погрешность определения координат ее центра. Оценка положения производилась центроид-методом. При гауссовской форме распределения интенсивности существует такой оптимальный радиус проекции, для которого дисперсия определения координат центра будет минимальной. Данный результат

справедлив для размеров изображения, сопоставимых с размером самого пикселя или единиц пикселей. Проведенное моделирование поиска центра методом максимального правдоподобия и центроид-методом также показали наличие минимума среднеквадратического отклонения.

В работе [5] в качестве критерия оптимальности использован минимум среднеквадратического отклонения. Наличие оптимального для измерения координат центра изображения размера элемента разложения определяется различным характером поведения ошибки, приводящей к уменьшению точности и ошибки вызванной неоднозначностью внутри самого сигнала.

Центроидальный алгоритм дает хорошие результаты для финитных изображений. В том случае, когда ширина пространственного сигнала соизмерима с размерами фотоприемника, ошибка определения положения центра тяжести резко возрастает. На рисунке 3.1 и 3.2 приведены зависимости ошибки определения положения центра тяжести $|\Delta|$ от ширины гауссова входного сигнала $w_{\text{вх}}$. Значения $w_{\text{вх}}$, μ и $|\Delta|$ приведены в пикселях. Как видно ошибка минимальна, если полуширина входного сигнала менее трети входного диапазона.

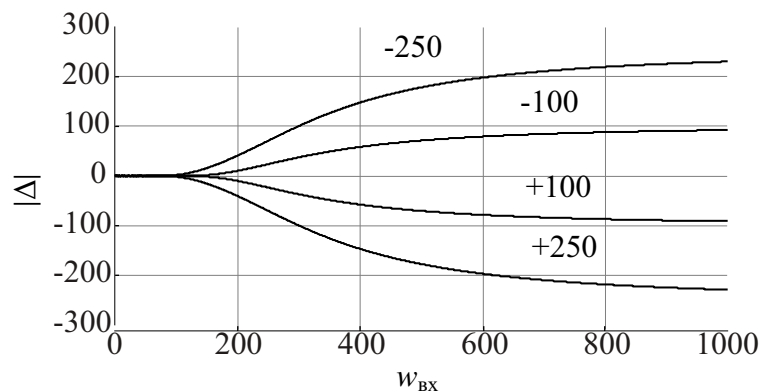


Рисунок 3.1 – Ошибка определения центра тяжести центроид-методом в зависимости от $w_{\text{вх}}$ для различных положений центра μ

Подавляющее большинство методов определения положений объектов сводятся к вычислению функции корреляции опорного объекта с входным изображением и последующим сравнением ее с пороговым значением [35, 36, 112].

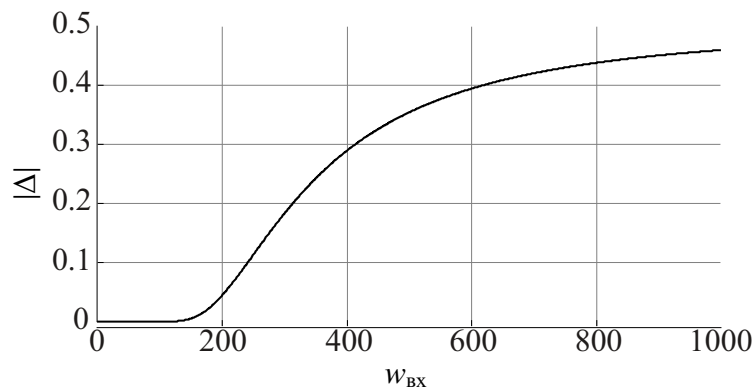


Рисунок 3.2 – Ошибка определения центра тяжести центроид-методом в зависимости от ширины входного сигнала для $\mu = 0$

Для обоснования этого подхода привлекается аддитивная модель шума, согласно которой входное изображение состоит из искомого объекта и независимого шума с известной корреляционной функцией. Между тем экспериментально установлено, что на достаточно сложных изображениях корреляционный обнаружитель имеет большую вероятность ложного срабатывания [112].

Корреляция является оптимальным методом обнаружения сигнала известной формы на фоне белого шума. То есть, корреляционный приемник обеспечивает наивысшее отношение сигнал/шум [1, 60, 89].

Как правило форма входного сигнала неизвестна – в этом случае считают, что априорная неопределенность является параметрической. Возможны несколько путей решения задачи совместного обнаружения и оценивания в условиях параметрической априорной неопределенности. Один из путей – нахождение оптимальных процедур для среднего значения параметров с последующей оценкой устойчивости показателей качества к отклонению параметров. Вторым путем – применение алгоритмов, не являющихся оптимальными для принятой модели типичного сигнала, но обладающих большой устойчивостью к изменению параметров сигнала. При обоих подходах форму полезного сигнала либо варьируют, либо просто принимают гауссовской [5].

Таким образом, задача нахождения положения максимума интенсивности излучения может быть сформулирована как задача отыскания сдвига максимума

корреляционной функции. В работе [42] показано, что корреляционный метод с гауссовской аппроксимацией опорного сигнала может быть применим и в случае обработки входных данных с негауссовским распределением.

В реальных измерительных устройствах приходится оперировать детерминированным числом данных — выборкой значений опорного и входного сигналов, получаемых, например, с выхода ПЗС-линейки. В этом случае выражение для функции корреляции записывается в виде суммы:

$$r(x_j) = \frac{1}{N} \sum_{x_i=1}^N u_{\text{вх}}(x_i) \cdot u_{\text{оп}}(x_{i+j}), \quad (3.1)$$

где N — количество точек, $u_{\text{вх}}(x_i)$ — i отсчет входного сигнала, $u_{\text{оп}}(x_{i+j})$ — i -тый отсчет опорного сигнала, смещенный на j отсчетов. В непрерывной области $i \rightarrow x$, $j \rightarrow \Delta_x$ и

$$r(\Delta_x) = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вх}}(x) u_{\text{оп}}(x + \Delta_x) dx.$$

Корреляционный анализ весьма широко применяется в различных областях науки и техники. Рассмотрим возможность использования фильтрующих свойств, заложенных в корреляционном анализе, в целях выделения полезных детерминированных сигналов многоэлементных фотоприемников на фоне помех [89].

3.2. Определение шумовых параметров многоэлементного фотоприемника

В ходе исследований спектральных характеристик светоизлучающих диодов [43] были получены следующие распределения уровня излучения J (рисунок 3.3, а) и стандартного отклонения (СКО) σ (рисунок 3.3, б) по строкам матричного КМОП-фотоприемного устройств. На рисунке 3.3 показаны графики для высокого, а на рисунке 3.4 — для низкого уровней сигнала. Уровень из-

лучения J приведен в дискретных отсчетах после 8-ми разрядного аналого-цифрового преобразователя. Можно заметить что уровень шума зависит от уровня исследуемого сигнала.

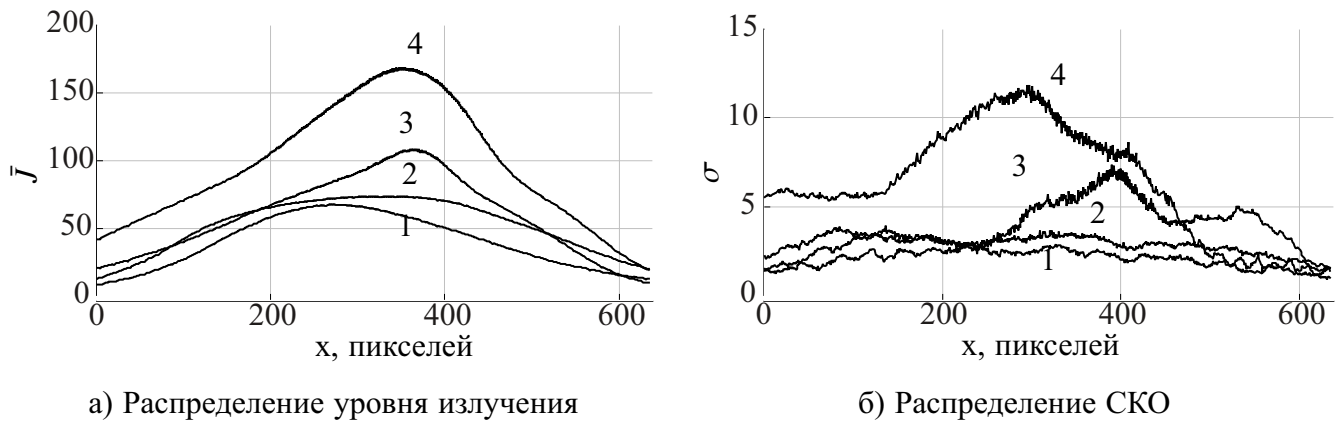


Рисунок 3.3 – Распределение уровня интенсивности сигнала и шума (СКО) вдоль одной (центральной) строки камеры Cubeternet GL-UPC822 UVC при различном уровне засветки

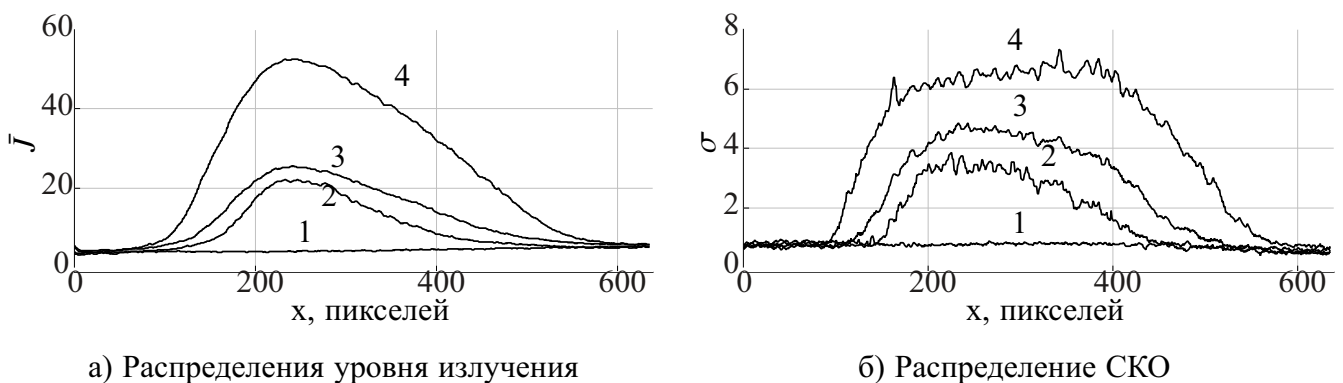


Рисунок 3.4 – Распределение уровня интенсивности сигнала и шума (СКО) вдоль одной (центральной) строки камеры Z-Star SCMOS-00350KPA при различном уровне засветки

В работе [105] исследовался характер шума в выходном сигнале ПЗС-линейки. Результаты показывают, что характер распределения шума по пикселям повторяет распределение оптической мощности. Таким образом, сделан вывод о мультипликативном характере шума.

Сигнал на выходе измерительной системы можно представить как результат совместного действия детерминированного полезного сигнала и стационарной помехи. Влияние помехи на полезный сигнал может быть выражено оператором $J(t) = V(s(t), n(t))$, где $s(t)$ — полезный сигнал (сигналы), $n(t)$ — стационарная помеха. В зависимости от вида оператора V различают следующие модели сигналов: аддитивная, мультипликативная и аддитивно-мультипликативная.

Цель исследования — определить тип зависимости шума от уровня излучения для КМОП-матриц. Для этого поверхность КМОП-матрицы равномерно засвечивалось от точечного источника с изменяемой яркостью. Полученное изображение обрабатывалось по методике изложенной в [105]. Для этого проводилось усреднение уровня выходного сигнала по всему кадру изображения. За шумовую составляющую в выходном сигнале принималось отклонение сигнала каждого пикселя от среднего значения. Схема установки приведена на рисунке

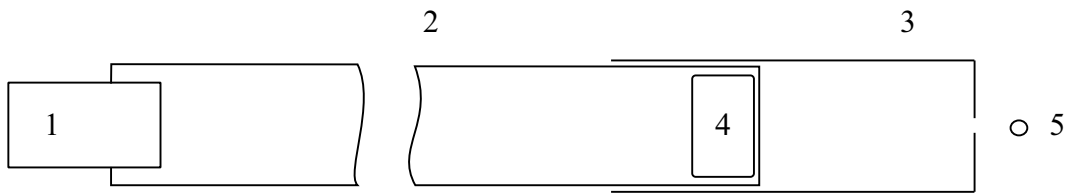


Рисунок 3.5 – Схема установки

ке 3.5. КМОП-камера Z-Star SCMOS-00350KPA (1) без объектива помещена с одной стороны светонепроницаемой трубки (2) длиной 500 мм. На противоположный конец трубки надета гильза (3) с отверстием в торце, а внутри установлен светорассеиватель (4). Внутренняя полость трубки и гильзы покрыта светопоглощающим составом. Напротив отверстия расположен источник света (5), яркость которого может изменяться. Камера подключена к персональному компьютеру. Для каждого изображения были рассчитано среднее значение $\bar{J}$ и стандартное отклонение σ по полному кадру. Были полученные зависимости $\sigma(\bar{J})$ для различных режимов работы камеры.

В КМОП-камерах обладающих темновым пространственным шумом используется аппаратное шумоподавление. Этот шум представляет собой разное

смещение уровня сигнала для разных пикселей фотосенсора. Для коррекции шума еще до квантования из данных вычитается темновой пространственный шум. Данные о шуме накапливаются в том же пикселе и устраняется неоднородность усиления по столбцам (метод двойной коррелированной выборки).

Кроме коррекции шума, фотоприемник производит цветное масштабирование данных, цветовую интерполяцию, баланс белого и гамма-коррекцию [126].

Интерфейс камеры позволяет управлять временем накопления (экспозиции), балансом белого и гамма коррекцией. На рисунке 3.6, а показана исследуемая зависимость в режиме автоматической установки времени экспозиции от яркости источника освещения и автоматического баланса белого. На рисун-

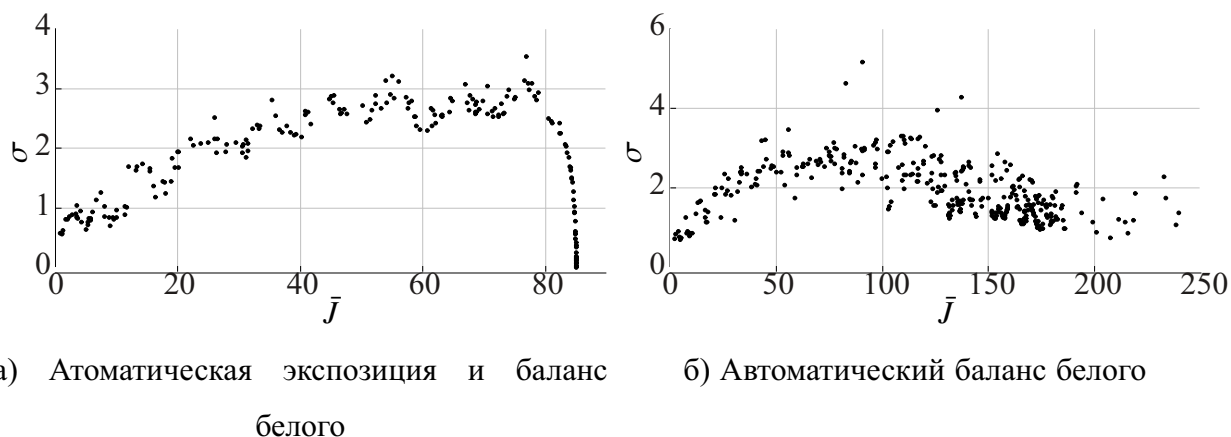


Рисунок 3.6 – Зависимость стандартного отклонения от интенсивности сигнала при включенных автоматических настройках камеры

ке 3.6, б установлено постоянное время экспозиции, равное 200 мс, и автоматический баланс белого.

На рисунках 3.7 приведены зависимости $\sigma(\bar{J})$ в режиме, используемом при снятии спектров. В этом режиме отключены все автоматические настройки, а время экспозиции устанавливается в зависимости от уровня входного излучения. Однако, камера продолжает выполнять обработку изображения, такую как гамма-коррекция, цветовая интерполяция и улучшение визуального качества. Этим объясняется снижение уровня шума во второй половине диапазона яркости.

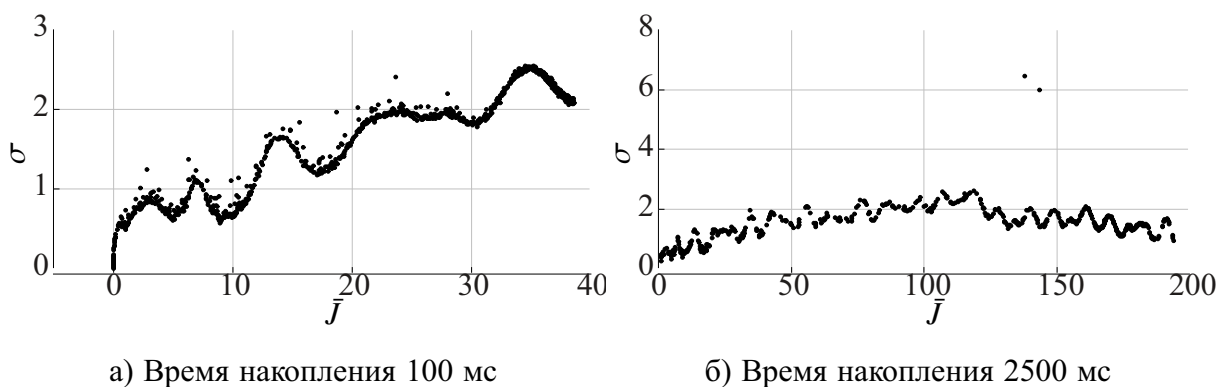


Рисунок 3.7 – Зависимость стандартного отклонения от интенсивности сигнала при отключенных автоматических настройках камеры и фиксированном времени накопления

По представленным рисункам видно, что в первой половине динамического диапазона уровень шума линейно зависит от уровня яркости. Следовательно, в шуме КМОП фотоприемника присутствует аддитивно-мультипликативная составляющая.

3.3. Моделирование корреляционной обработки сигналов с учетом аддитивных шумов

Одной из основных моделей шумов является аддитивный шум с гауссовской плотностью распределения, нулевым математическим ожиданием и постоянной дисперсией.

Моделирование алгоритма корреляционной обработки проведено для одномерного сигнала в соответствии с выражением:

$$r(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_{\text{вх}}(i) u_{\text{оп}}(i + j), \quad (3.2)$$

где $N=640$ — количество точек соответствует количеству столбцов в фотоприемной матрице.

В качестве входной функции используется полезный сигнал с аддитивным шумом $u_{\text{вх}}(i) = a \cdot s(i) + b \cdot n(i)$, где полезный сигнал $s(i)$ представлен гауссианом,

а $n(i)$ — шум с равномерной функцией распределения

$$s(i) = u(i, N/2, w_{\text{вх}}), \quad (3.3)$$

где $w_{\text{вх}}$ — ширина входного сигнала, коэффициенты a и b определяют отношение сигнал/шум. В качестве опорного используется гауссиан

$$u_{\text{оп}}(i + j) = u(i + j, N/2, w_{\text{оп}}), \quad (3.4)$$

где

$$u(x, \mu, w) = \exp\left(\frac{-(x - \mu)^2}{2w^2}\right). \quad (3.5)$$

Рассчитывалось 100 значений отклонений положения максимума корреляционной функции j_{max} от действительного значения равного $N/2$: $\Delta = |j_{\text{max}} - N/2|$, для которых вычислялось стандартное отклонение σ_R . Отношение сигнал/шум принято равным 20 dB, как наихудшее значение, близкое к реальным данным.

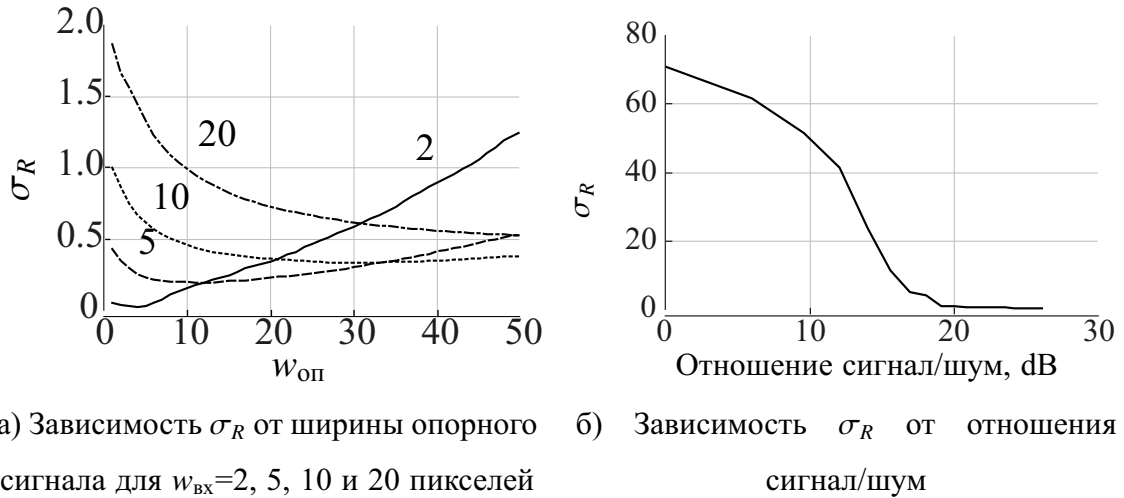


Рисунок 3.8 – Зависимость σ_R от ширины опорного сигнала и отношения сигнал/шум

На рисунке 3.8, а приведены полученные зависимости σ_R от ширины опорного сигнала $w_{\text{оп}}$ в диапазоне от 1 до 50 и дискретных значений ширины входного сигнала $w_{\text{вх}} = 2, 5, 10$ и 20 . Как видно, зависимость $\sigma_R(w_{\text{оп}})$ имеет минимум, на положение которого влияет ширина входного сигнала $w_{\text{вх}}$. На рисунке 3.9 приведена рассчитанная зависимость ширины опорного сигнала от ширины входного сигнала $w_{\text{оп}}(w_{\text{вх}})$, при которой значение стандартного отклонения ошибки

вычисления минимально. Зависимость $w_{\text{оп}}(w_{\text{вх}})$ близка к линейной и может быть аппроксимирована функцией: $w_{\text{оп}}(w_{\text{вх}}) = 3,77 \cdot w_{\text{вх}} - 6,31$.

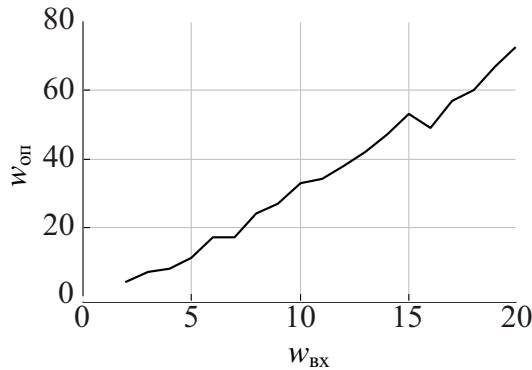
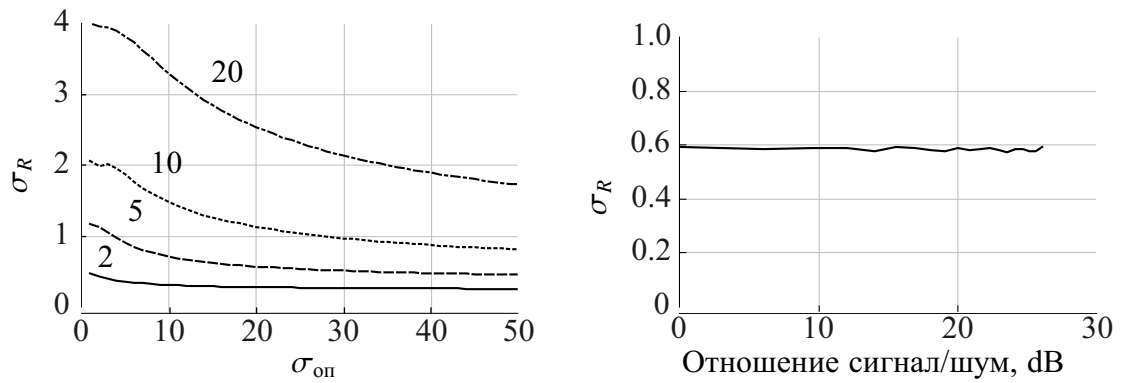


Рисунок 3.9 – Зависимость ширины опорного сигнала от ширины входного сигнала, при которой значение σ_R минимально

График зависимости σ_R от отношения сигнал/шум приведен на рисунке 3.8, б. Значения ширины опорной функции $w_{\text{оп}}$ соответствует оптимальному значению ширины входного сигнала. Из графика видно, что при аддитивном характере шума наблюдается сильная зависимость стандартного отклонения σ_R от уровня шума. При отношении сигнал/шум менее 19 dB ошибка настолько велика, что сравнима с шириной опорной или входной функции.

3.4. Моделирование корреляционной обработки сигналов с учетом мультипликативных шумов

В качестве входной функции используется полезный сигнал с мультипликативным шумом: $u_{\text{вх}}(i) = s(i) \cdot n(i)$. В этом случае входной сигнал представляет собой шум модулированный по-амплитуде гауссианом [116]. При малых значениях ширины входного сигнала его уровень в крайних точках $s_2(1)$ и $s_2(N)$ близок к нулю, а в точке $i = N/2$ уровень входного сигнала равен максимуму, следовательно модуляция составляет $\approx 100\%$. На точность определения положения максимума корреляционной функции в этом случае наиболее сильно



а) Зависимость σ_R от ширины опорного сигнала для $w_{вх}=2, 5, 10$ и 20 пикселей б) Зависимость σ_R от отношения сигнал/шум

Рисунок 3.10 – Зависимость σ_R от ширины опорного сигнала и отношения сигнал/шум

влияет ширина входного и опорного сигнала, рисунок 3.10, а. Это связано с увеличением уровня входного сигнала в крайних точках, что приводит к появлению постоянной (аддитивной) составляющей шума. В то время как изменение уровня шума при постоянной ширине входного и опорного сигнала не оказывает влияния на σ_R , рисунок 3.10, б.

3.5. Моделирование корреляционной обработки сигналов с учетом аддитивных и мультипликативных шумов

Применение модели, содержащей аддитивный и мультипликативный шумы (смешанного типа), вызвано стремлением учесть действие нескольких источников шума, по разному взаимодействующих с сигналом. В качестве входной функции модели используется полезный сигнал с аддитивно-мультипликативным шумом: $u_{вх}(i) = a \cdot s(i) \cdot n_1(i) + b \cdot n_2(i)$, где a, b — коэффициенты определяющие соотношение мультипликативной и аддитивной составляющей; $s(i)$ — полезный сигнал. При этом $n_1(i)$ и $n_2(i)$ — мультипликативный и аддитивный шумы, некоррелированные между собой.

На рисунке 3.11 приведены полученные зависимости σ_R от ширины опорного сигнала $w_{\text{оп}}$ в диапазоне от 1 до 50 и дискретных значений ширины входного сигнала $w_{\text{вх}} = 2, 5, 10$ и 20.

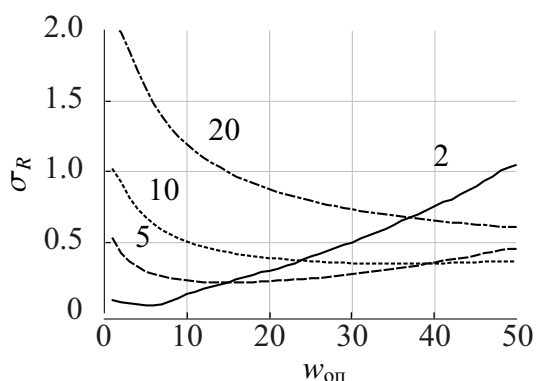


Рисунок 3.11 – Зависимость стандартного отклонения корреляционной функции от ширины опорного сигнала для $w_{\text{вх}}=2, 5, 10$ и 20 пикселей

Как видно зависимость $\sigma_R(w_{\text{оп}})$ также имеет минимум, на положение которого влияет ширина входного сигнала $w_{\text{вх}}$, как в случае с аддитивной помехой. В точке $w_{\text{оп}} = w_{\text{вх}}$ значения σ_R равны 1,257 для аддитивной и 1,070 пикселей для смешанной помехи. Координаты точек минимума для $w_{\text{вх}}=10$ равны соответственно (32; 0,336) и (36; 0,360). Погрешность определения положения максимума интенсивности улучшилась в 3,74 и 3,18 раза.

Мультипликативная составляющая влияет на наклон зависимости ширины опорного сигнала от ширины входного сигнала, при которой значение стандартного отклонения корреляционной функции минимально (рисунок 3.12, сплошная линия). Для сравнения пунктиром приведена зависимость для аддитивного шума. Наличие мультипликативной составляющей оказывает положительное влияние на уменьшение погрешности вычислений при уменьшении отношения сигнал/шум, рисунок 3.13. В отличие от только аддитивного шума, рисунок 3.9, стандартное отклонение σ_R при отношении сигнал шум менее 20 dB находится вблизи единицы.

Поведение зависимости стандартного отклонения от ширины опорной функции на большем участке для каждого вида шумов, различном отношении

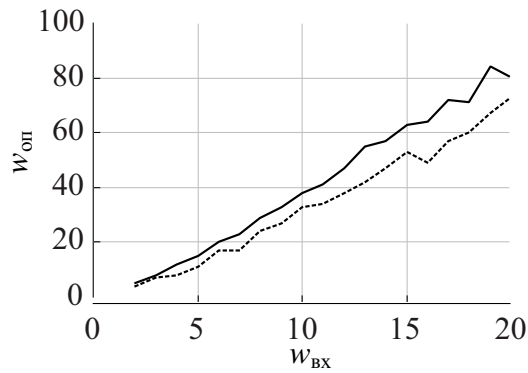


Рисунок 3.12 – Зависимость ширины опорного сигнала от ширины входного сигнала, при которой значение стандартного отклонения корреляционной функции минимально

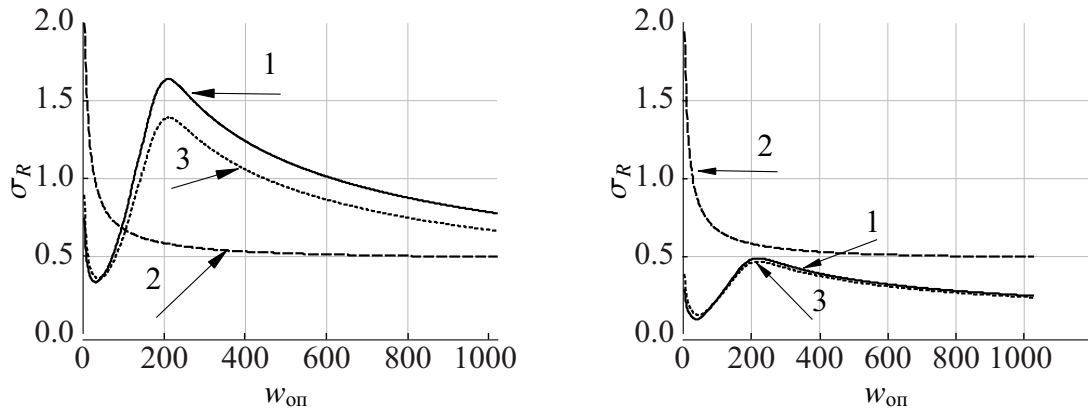


Рисунок 3.13 – Зависимость стандартного отклонения корреляционной функции от отношения сигнал/шум

сигнал/шум и количестве отсчетов $N=1024$ показано на рисунке 3.14. Для мультипликативного шума σ_R стремится к 0,5. Для аддитивной и свешанной модели шума зависимость $\sigma_R(w_{оп})$ с увеличением $w_{оп}$ снижается до минимума, затем проходит точку максимума и асимптотически приближается к уровню, значение которого зависит от отношения сигнал/шум.

В реальном измерительном устройстве, при ширине спектра светодиода от 30 до 50 нм, ширина изображения спектра составит от 200 до 400 пикселей. Что соответствует $w_{вх}$ от 100 до 200. На рисунке 3.15 показана полученная зависимость стандартного отклонения для $w_{вх} = 150$ и $N=1024$.

Таким образом, оптимальный фильтр можно получить с помощью корреляционной функции, где в качестве опорного сигнала используется гауссиан, ширина которого в несколько раз больше ширины входного сигнала. Расчет по-



а) Отношение сигнал/шум равно 26 dB

б) Отношение сигнал/шум равно 29 dB

Рисунок 3.14 – Зависимость стандартного отклонения корреляционной функции от ширины опорного сигнала. 1 – аддитивный, 2 – мультипликативный, 3 – смешанный шум ($w_{\text{вх}} = 10$)

казывает, что в широком диапазоне изменения соотношения сигнал/шум имеется оптимальное значение ширины опорной функции.

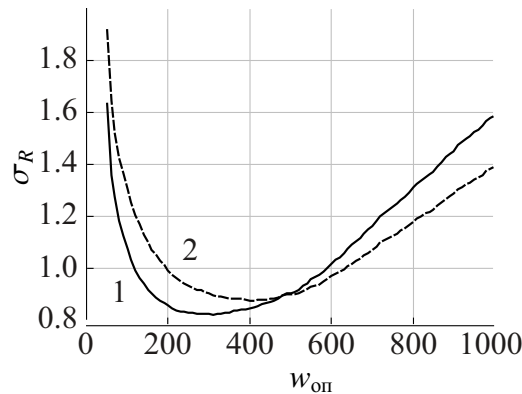


Рисунок 3.15 – Зависимость стандартного отклонения корреляционной функции от ширины опорного сигнала. Отношение сигнал/шум равно 26 dB), $w_{\text{вх}} = 150$. Линия 1 – аддитивный шум, 2 – смешанный

В точке $w_{\text{оп}} = w_{\text{вх}}$ значения σ_R равны 0,92 для аддитивной и 1,11 пикселей для смешанной помехи. Координаты точек минимума для $w_{\text{вх}}=150$ равны соответственно (320; 0,83) и (416; 0,89). Погрешность определения положения максимума улучшилась, но незначительно.

Наличие минимума объясняется противоположным воздействием двух систематических ошибок, присущих всем фотоприемникам, обладающим дискрет-

ностью [37]. Первая систематическая ошибка связана с дискретностью ПЗС-матрицы. Она обусловлена проецированием исходного непрерывного профиля сигнала на сетку, которая образована пикселями матрицы ПЗС и уменьшается с увеличением размера проекции сигнала на матрицу. Вторая ошибка появляется в следствии ограничения размеров фотоприемника или заранее определенных размеров области считывания сигнала. В отсутствие шумов при увеличении размера области считывания величина этой ошибки уменьшается. Совместное действие этих ошибок приводит к тому, что суммарная систематическая погрешность имеет выраженный минимум.

3.6. Проверка корреляционного метода на брэгговских датчиках температуры

Цель обработки сигналов брэгговских датчиков в системе с использованием полихроматора и фотоприемной ПЗС-линейки – это получение информации о длине волны отражения брэгговской решетки на основании полученной гистограммы, отображающей распределение оптической мощности по пикселям ПЗС линейки [105]. Одним из вариантов обработки сигнала брэгговской решетки, обладающим меньшей чувствительностью к влиянию шума, является корреляционный метод. Задача корреляционной обработки спектра отражения брэгговской решетки может быть сформулирована как задача отыскания такого значения сдвига $\lambda_{\text{оп}}$ опорного спектра, при котором максимально значение следующего выражения:

$$R(\lambda_{\text{оп}}) = \frac{1}{i_e - i_s} \sum_{i=i_s}^{i_e} u_{\text{вх}}(\lambda_i) \cdot u_{\text{оп}}(\lambda_i - \lambda_{\text{оп}}),$$

где функция $R(\lambda_{\text{оп}})$ с точностью до коэффициента, зависящего от интервала суммирования, представляет собой корреляционную функцию, $u_{\text{оп}}(\lambda_i - \lambda_{\text{оп}})$ – амплитуда сигнала с i -ого пикселя для опорного спектра в случае сдвига спектра на величину $\lambda_{\text{оп}}$, $u_{\text{вх}}(\lambda_i)$ – амплитуда сигнала с i -ого пикселя для измеряемого

спектра, i_s, i_e – номера первого и последнего пикселей ПЗС-линейки, на которые проецируется изображение измеряемого спектра и которые используются при корреляционных расчетах. Так как сигнал от брэгговского датчика является узкополосным, ширина исследуемой области $i_e - i_s$ выбирается намного больше ширины входного сигнала. Это позволяет считать входной сигнал финитным.

В предложенном авторами [105] варианте корреляционного метода обработки в качестве опорного спектра использована функция Гаусса с параметром ширины функции по уровню 0,5 близким к данному параметру в измеряемом спектре брэгговской решетки (ширине спектра по уровню 0,5). В ходе экспериментальных исследований предложенного метода обработки изучалось влияние ширины опорного спектра на уровень шума в выходном сигнале системы. Измерения проводились для массива из трех волоконно-оптических брэгговских датчиков деформации, закрепленных на консольной балке. С помощью специальных мер демпфирования и виброизоляции достигалось максимальное исключение влияния на датчики внешних вибраций. В этом случае выходной сигнал идеального датчика должен оставаться постоянным. С учетом этого любые отклонения значения длины волны отражения брэгговской решетки от среднего значения можно считать результатом влияния шума, присутствующего в выходном сигнале ПЗС-линейки. В ходе исследований ширина опорного спектра по уровню половинной мощности изменялась от 2 до 5 пикселей с шагом 0,5 пикселя, а затем от 6 до 10 пикселей с шагом 1 пиксель. Время сбора данных для каждого измерения составило примерно 5 секунд. За это время получено 5000 отсчетов значений длины волны отражения для каждого датчика. Для полученных данных определялось среднее значение и среднеквадратическое отклонение длины волны отражения. Дополнительно исследовался характер шума в выходном сигнале ПЗС-линейки. Для этого проводилось усреднение уровня выходного сигнала для каждого отдельного пикселя линейки по 48 реализациям спектра. За шумовую составляющую в выходном сигнале принималось отклонение сигнала каждого пикселя от его среднего значения. Внешний вид спектров отражения

исследуемых датчиков на выходе ПЗС-линейки приведен на рисунке 3.16. По оси абсцисс отложены номера пикселей ПЗС-линейки i , по оси ординат — нормированное значение интенсивности входного сигнала J .

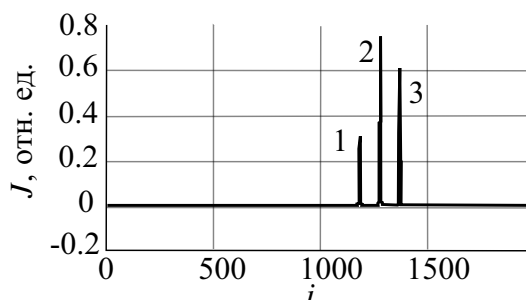


Рисунок 3.16 – Спектры отражения датчиков давления

Исследование уровня шума для различных пикселей ПЗС-линейки показывают, что характер распределения среднеквадратического отклонения уровня сигнала по пикселям повторяет распределение по пикселям оптической мощности. Таким образом, можно сделать вывод о мультипликативном характере шума.

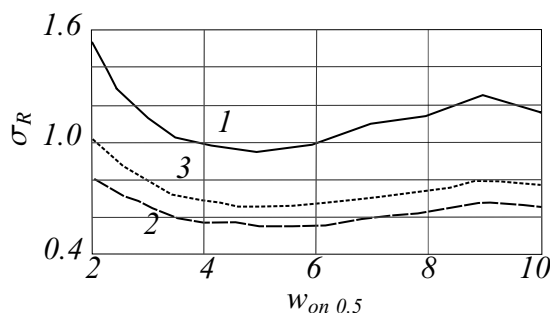


Рисунок 3.17 – Зависимость среднеквадратического отклонения измеренного значения длины волны отражения от ширины опорного спектра $w_{оп\ 0.5}$ при корреляционной обработке сигналов трех датчиков деформации на основе волоконно-оптической брэгговской решетки

Результаты исследований влияния ширины опорного спектра на уровень шума в выходном сигнале системы показаны на рисунке 3.17. При сравнении между собой зависимостей трех датчиков видно, что абсолютные значения среднеквадратического отклонения тем меньше, чем больше уровень сигнала обрабатываемого спектра. Полученная из эксперимента величина ширины опорного спектра, обеспечивающая максимальное ослабление влияния шума подтверждает результаты моделирования, проведенные ранее. Из графиков видно, что для

всех трех датчиков оптимальной с точки зрения отношения сигнала к шуму является ширина опорного спектра порядка 5...6 пикселей (при собственной ширине спектров отражения датчиков около 3,5 пикселей). Поведение и значения полученной зависимости среднеквадратического отклонения от ширины опорного спектра соответствует ранее рассчитанной и смоделированной для аддитивно-мультипликативного характера шума (параграф 3.5).

Выводы

Погрешность определения положения максимума светового пятна центроид-методом минимальна если полуширина входного сигнала менее трети входного диапазона, что делает невозможным его применение для широких изображений, сравнимых с размером фотоприемника.

Применение корреляционного метода ограничивает динамический диапазон измерения широких сигналов. Увеличить динамический диапазон без уменьшения разрешающей способности возможно увеличением количества элементов фотоприемника.

Экспериментально показано, что в КМОП-фотоприемниках шум является аддитивно-мультипликативным.

Проведенное моделирование показало, что определить положение максимума изображения с минимальным среднеквадратичным отклонением можно с помощью корреляционной функции, где в качестве опорного сигнала используется гауссиан, ширина которого в несколько раз больше ширины входного сигнала. Расчет показывает, что в широком диапазоне изменения соотношения сигнал/шум имеется оптимальное значение ширины опорной функции.

Экспериментальная проверка проведена на брэгговских датчиках. Полученная из эксперимента величина ширины опорного спектра, обеспечивающая максимальное ослабление влияния шума подтверждает результаты моделирования проведенные ранее. Из графиков видно, что для всех трех датчиков оптимальной

с точки зрения отношения сигнала к шуму является ширина опорного спектра порядка 5...6 пикселей, при собственной ширине спектров отражения датчиков около 3,5 пикселей.

Глава 4

Способы обработки сигналов многоэлементных фотоприемников при измерении параметров оптических сигналов в динамическом режиме

4.1. Использование «бегущего» затвора для исследования динамики изменения оптических сигналов

Динамика изменения оптических сигналов является высокоинформативным параметром, характеризующим не только быстродействие, но и ряд других важных параметров оптоэлектронных излучающих устройств. В частности, использование информации о характере изменения спектра излучения полупроводникового светодиода после подачи на него тока накачки позволяет оценить тепловое сопротивление отдельных элементов его конструкции [58].

Для исследования динамики оптических сигналов применяют временную развертку, например, с помощью оптико-механических развертывающих фотографических камер. В последнее время светочувствительные пленки и пластины все чаще заменяются многоэлементными фотоприемниками [70], например, на основе ПЗС- и КМОП-матриц. Если рассмотреть данные устройства с точки зрения их применения для изучения быстропротекающих оптических процессов, то необходимо учитывать свойственное им ограничение быстродействия. Данное ограничение связано с принципом работы устройств, использующих эффект накопления заряда за время экспозиции, что позволяет увеличить чувствительность фотоприемника. Однако в случае работы с динамическими объектами, эффект накопления заряда может привести к нежелательным искажениям.

Для того чтобы понять природу наблюдаемых искажений, рассмотрим принцип работы фотоприемной КМОП-матрицы (рисунок 4.1). Матрица пред-

ставляет собой большое количество одинаковых по размеру полупроводниковых фотодиодов – пикселей, упорядоченно расположенных по строкам и столбцам матрицы. Фотодиоды преобразуют поступающий на их поверхность поток оптического излучения в пропорциональный ему фототок. Выход каждого фотодиода подключен к отдельному интегрирующему усилителю, обеспечивающему прием фототока, его накопление за время экспозиции и преобразование в выходное напряжение. Система управления матрицы обеспечивает последовательное подключение данных усилителей к выходу матрицы, в результате на выходе матрицы формируется изменяющийся во времени сигнал, соответствующий распределению оптической мощности по пикселям матрицы. После того, как сигнал с выхода усилителя считан, происходит сброс заряда, накопленного интегрирующим усилителем, и процесс накопления (экспозиция пикселя) повторяется.

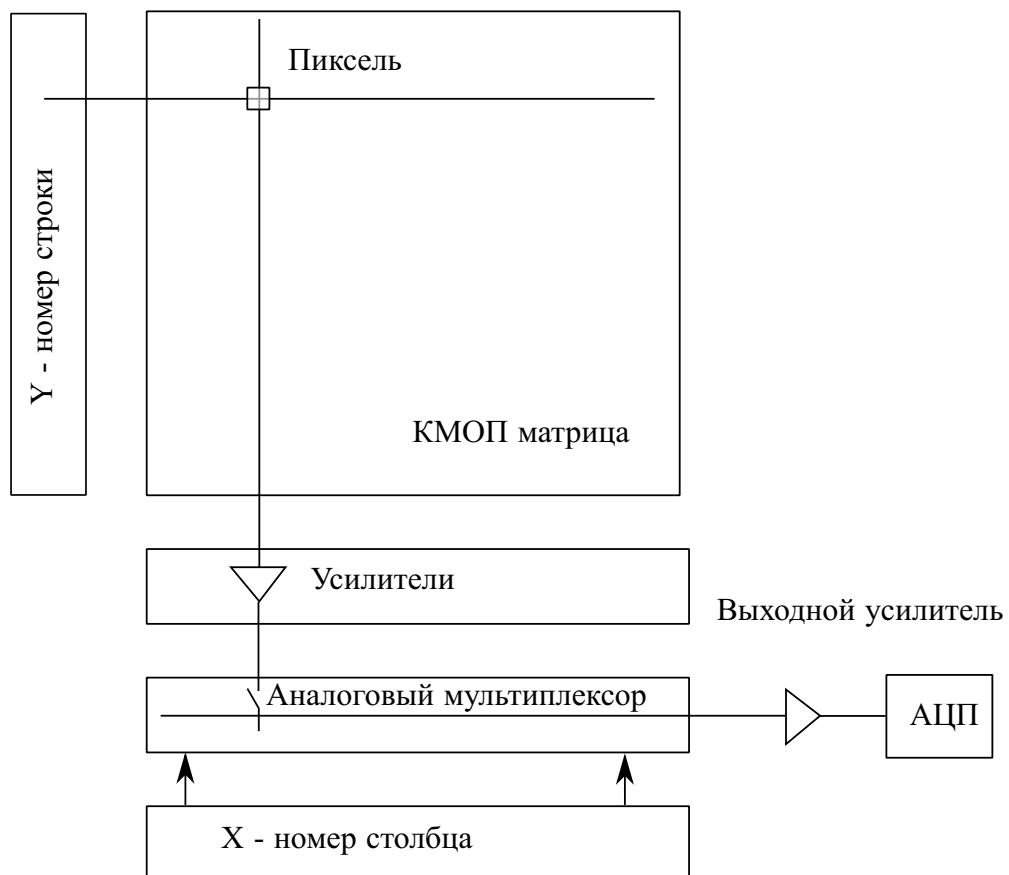


Рисунок 4.1 – Структурная схема работы КМОП-матрицы

При таком способе считывания информации момент начала цикла накопления для каждого пикселя оказывается индивидуальным. Именно с этим и связаны искажения изображений, получаемые КМОП-матрицами. Например, если пятно оптической мощности движется по поверхности матрицы, то результирующий электрический сигнал будет зависеть от того, совпадает направление движения пятна с направлением опроса пикселей, или нет.

Для минимизации эффектов, связанных с асинхронным началом экспозиции пикселей, применяют так называемый электронный затвор. Он позволяет синхронизировать начало экспозиции по всем пикселям. Достигается это за счет подачи дополнительного импульса сброса заряда одновременно на все пиксели.

Наиболее распространенные на данный момент в мире КМОП-фотоприемники с активным пикселем подвержены геометрическим искажениям при передаче динамических сюжетов. При этом искажения складываются из суперпозиции динамического смаза и геометрического искажения формы наблюдаемого объекта. Динамический смаз возникает из-за инерционности процесса накопления в КМОП-сенсоре, что аналогично механизму его образования в ПС-сенсорах.

Рассмотрим реализацию режима быстродействующего электронного затвора в КМОП-сенсорах и возможность использования данного режима для получения временной развертки динамического процесса.

В подавляющем большинстве современных коммерческих КМОП-сенсоров отсутствует электронный затвор на полный кадр изображения (Global Shutter). Вместо него применяется, так называемый, «бегущий» электронный затвор (Rolling Shutter) [11], синхронизирующий момент начала экспозиции для пикселей одной строки. Таким образом, интервал накопления $\tau_{\text{нак}}$ в данном пикселе может начаться только после того, как произошло считывание всей текущей строки. Так как существует минимальное время сброса и считывания пикселей строки, то экспозиция следующей строки может начаться только после того, как все ее пиксели считаны и произведен сброс их интеграторов. В результате

начало накопления в разных строках оказывается сдвинутым относительно друг друга на время считывания и сброса. Описанный процесс вывода информации из КМОП-матрицы поясняет рисунок 4.2. При использовании КМОП-матриц для измерения двумерных распределений оптической мощности данная особенность их функционирования приводит к геометрическим искажениям формы для движущихся объектов [11, 75, 109].

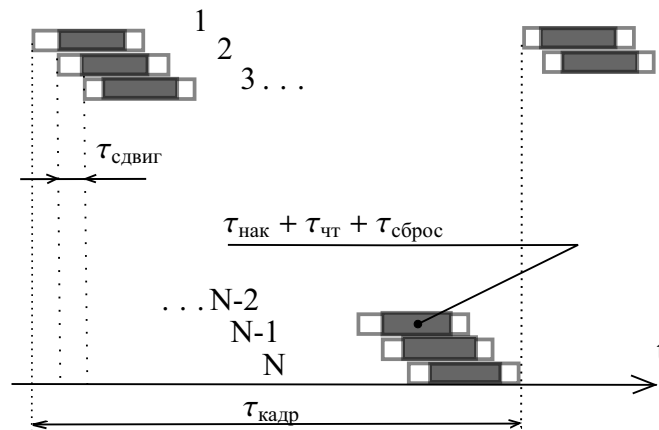


Рисунок 4.2 – Диаграмма считывания строк КМОП-матрицы в течении одного кадра

Рассмотрим временные соотношения работы КМОП-матрицы. На рисунке 4.3, а приведены диаграммы сигнала выбора строки $R_{стр}$. Данный сигнал подключает выход фотодиода к аналоговому мультиплексору, подающему видеосигнал $U_{стр}$ на выход, рисунок 4.1. Сигнал $RS T_{стр}$ предназначен для сброса потенциала фотодиода до напряжения питания. Во время действия импульса сброса фотодиод оказывается подключенным к потенциалу питания и его емкость заряжается до потенциала источника питания. Далее под действием светового потока емкость фотодиода разряжается пропорционально падающему световому потоку. После сигнала считывания начинается новый цикл. Таким образом, время накопления $\tau_{нак}$ в данном пикселе начинается после того, как произошло считывание предыдущей строки. Так как все строки сдвинуты относительно друг друга, то и время накопления в разных строках сдвинуто относительно друг друга.

га [75]. Считывание различных строк происходит в разное время и приводит к геометрическим искажениям движущихся объектов.

В тоже время существует круг задач, при которых необходимо измерение одномерных распределений оптического сигнала. И такие особенности функционирования, как временной сдвиг начала экспозиции строк в КМОП-матрицах, может оказаться полезным свойством.

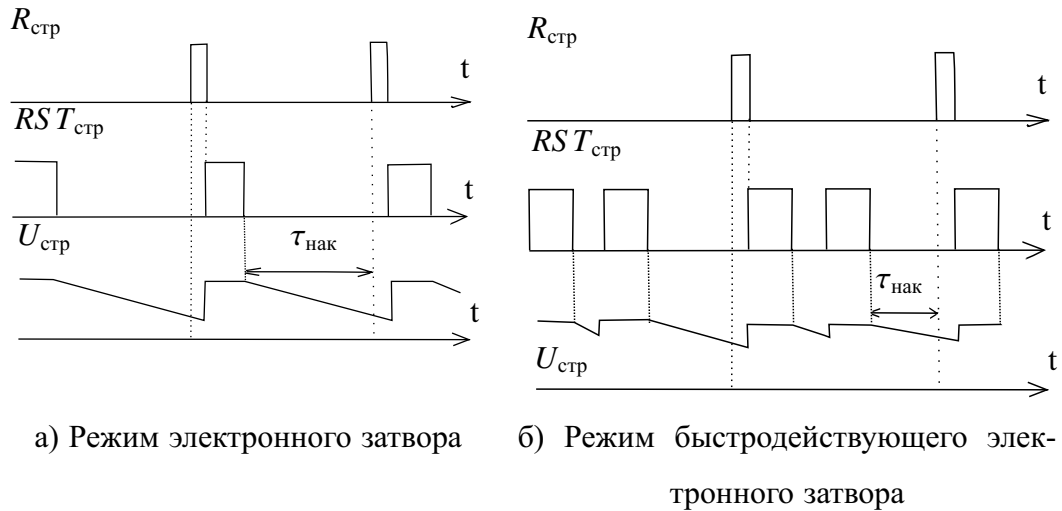


Рисунок 4.3 – Диаграммы сигналов считывания строки $R_{стр}$, сброса строки $RST_{стр}$ и напряжение на выходе фотоприемника $U_{стр}$

В режиме быстродействующего электронного затвора, диаграмма сигнала управления сбросом фотодиода изменяется, рисунок 4.3, б. Во время накопления заряда подается дополнительный сигнал сброса и процесс накопления начинается заново. Так как период считывания строк постоянен время накопления уменьшается [120].

Минимальное время считывания одного кадра «бегущего» затвора будет зависеть от суммы времени накопления и считывания строки, рисунок 4.2.

$$T_{frame} = (N - 1) \cdot \tau_{shift} + (\tau_{RST} + \tau_{int} + \tau_R), \quad (4.1)$$

где T_{frame} — время считывания одного кадра, N — количество строк, τ_{shift} — задержка считывания следующей строки, τ_{RST} — время сброса, τ_{int} — время накопления.

С другой стороны производитель КМОП-матриц приводит следующую формулу для расчета времени T_{frame} , [119]:

$$T_{frame} = N \cdot (\tau_{RST} + \tau_{px} \cdot N_{px}), \quad (4.2)$$

где τ_{px} — время считывания одного пикселя, N_{px} — количество пикселей в строке.

Из (4.1) и (4.2):

$$\tau_{shift} = \frac{N}{N-1} (\tau_{RST} + \tau_{px} \cdot N_{px}).$$

Для матрицы IBIS5-B-1300 размером 1024x1280 типовое значение τ_{RST} составляет 3.5 мкс, τ_{px} для частоты 40 МГц равно 25 нс – время сдвига $\tau_{shift} = 35,574$ мкс.

Для камеры Cubeternet GL-UPC822 UVC время сдвига составляет 61 мкс и для Z-Star SCMOS-00350KPA – 84 мкс. Таким образом, в камерах с «бегущим» затвором присутствует задержка считывания строк от начала записи кадра, причем время задержки однозначно связано с номером строки. Данный эффект можно использовать в качестве временной развертки при исследовании переходных процессов, если изменение исследуемого параметра отображается в изменение оптического излучения, например спектра излучения. Для этого необходимо синхронизировать включение светодиода с началом считывания кадра, а изображения спектральных линий расположить перпендикулярно строкам КМОП матрицы. В результате каждый пиксель матрицы изображения будет содержать информацию об интенсивности излучения J определенного спектрального участка в определенный момент времени:

$$J(y \rightarrow t, x \rightarrow \lambda), \quad (4.3)$$

где y — номер строки матрицы, t — время, x — номер столбца матрицы, λ — длина волны спектра.

Недостатком описанного метода является невозможность варьирования времени задержки, которое задается типом используемого фотоприемного устройства. Однако простота реализации метода делает его, в ряде случа-

ев, удобной альтернативой сложным инструментам для изучения динамики одномерных распределений оптической мощности.

4.2. Измерение параметров излучения светодиодов в динамических режимах

4.2.1. Способ определения температурного сдвига спектра с помощью фотоприемной ПЗС-линейки

В основе способа [86] лежит использование линейной зависимости длины волны в максимуме спектра излучения светодиода от температуры:

$$\Delta\lambda(T) = \lambda_{\max}(T) - \lambda_{\max}(T_0) = K_T(T - T_0), \quad (4.4)$$

где K_T — температурный коэффициент длины волны в максимуме спектра излучения светодиода, T_0 — температура р-п перехода светодиода до начала разогрева, то есть до подачи ступеньки греющей мощности [95].

Возрастание длины волны в максимуме спектра излучения светодиода с увеличением температуры р-п-перехода определяется фундаментальным явлением уменьшения ширины запрещенной зоны полупроводника в активной области светодиода. Температурный коэффициент длины волны в максимуме спектра излучения светодиода связан с температурным коэффициентом ширины запрещенной зоны соотношением:

$$K_T[\text{нм/К}] = -\frac{\lambda_{\max}(T_0)[\text{нм}]}{E_g(T_0)[\text{эВ}]} \alpha_E[\text{эВ/К}],$$

где длина волны $\lambda_{\max}(T_0)$ в максимуме спектра излучения светодиода определяется известным выражением:

$$\lambda_{\max}(T_0)[\text{нм}] = -\frac{1240[\text{эВ} \cdot \text{нм}]}{E_g(T_0)[\text{эВ}]}. \quad (4.5)$$

Для GaAs, например, $E_g = 1,42$ [эВ], и $\lambda_{\max}(T_0) = 1,240/1,42 = 873,2$ нм, $\alpha = -4 \cdot 10^{-4}$ эВ/К и соответственно значение температурного коэффициента

длины волны будет равно:

$$K_T[\text{нм/К}] = -\frac{873,2[\text{нм}]}{1,42[\text{эВ}]} \alpha_E[\text{эВ/К} = 0,246[\text{нм/К}].$$

Сущность способа состоит в том, что по мере разогрева р-п перехода светодиода пространственный спектр излучения светодиода будет сдвигаться по фотоприемной линейке и положение максимума этого спектра на фотоприемной линейке будет изменяться, что проявляется в смещении сигналов пикселей, снимаемого с этой фотоприемной линейки. Значения этих сигналов в заданные моменты времени t_k по команде устройства управления запоминаются и по этим значениям определяется смещение максимума пространственного спектра $\Delta x_{\max}(t_k)$ в момент времени t_k от исходного положения, которое может быть определено и зафиксировано при подаче на светодиод последовательности коротких (порядка нескольких микросекунд) импульсов греющего тока с большой (порядка 100) скважностью, когда разогревом р-п перехода светодиода можно пренебречь. Смещение пространственного спектра согласно аппаратной функции диспергирующего элемента линейно связано со смещением максимума длины волны излучения:

$$\Delta \lambda_{\max}(t_k) = c \cdot \Delta x_{\max}(t_k)$$

а, значит, согласно (4.4) и с изменением температуры р-п перехода светодиода:

$$\Delta T(t_k) = \frac{\Delta \lambda_{\max}(t_k)}{K_T} = \frac{c \cdot \Delta x_{\max}(t_k)}{K_T}. \quad (4.6)$$

Выражение (4.6) и есть искомая переходная тепловая характеристика светодиода. Повышение точности измерения переходных тепловых характеристик (ПТХ) достигается за счет использования в качестве температурочувствительного параметра длины волны в максимуме спектра излучения светодиода, величина которой определяется температурой именно в р-п переходе светодиода, где генерируется это излучение, а температурный коэффициент этой длины волны является очень стабильной и независимой от внешних факторов величиной, поскольку определяется фундаментальным свойством полупроводников.

На рисунке 4.4 показана структурная схема варианта устройства, реализующего способ, а на рисунке 4.5 — эпюры измерительных воздействий и сигналов.

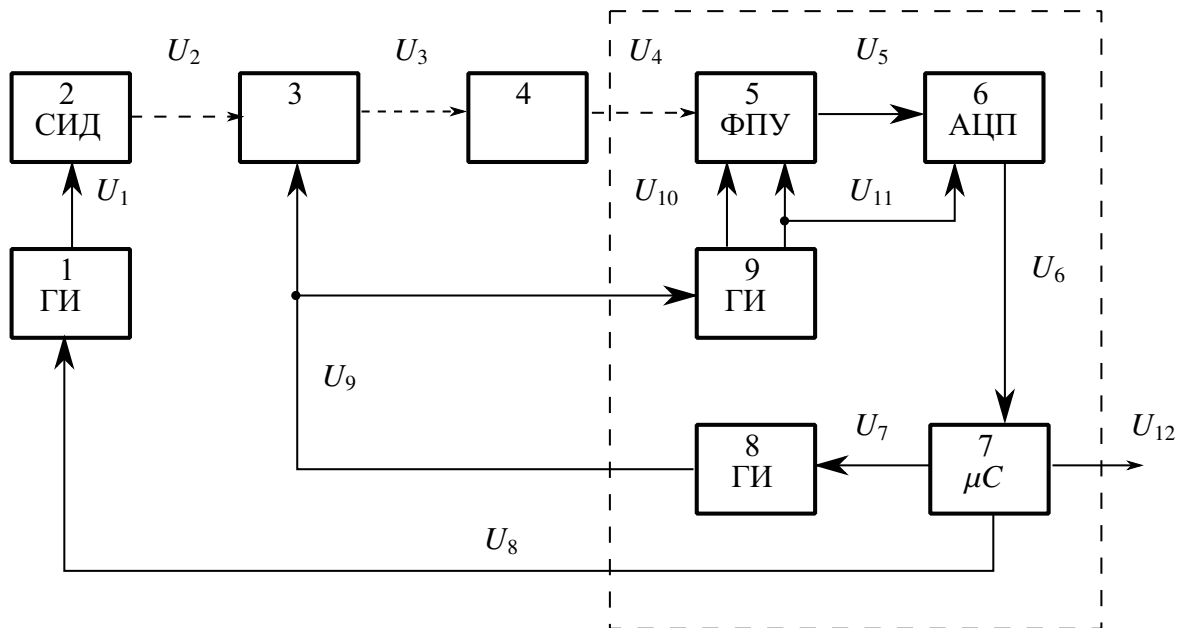


Рисунок 4.4 – Структурная схема устройства измерения ПТХ светодиода с помощью ПЗС-линейки

Устройство содержит последовательно соединенные генератор инжекционного тока 1, исследуемый светодиод 2, электрооптический затвор 3, монохроматор 4, приемно-преобразовательный блок (обведен пунктирной линией), включающий в качестве многоэлементную фотоприемную линейку 5, АЦП 6, микроконтроллер 7, первый и второй генераторы импульсов 8 и 9. Выход фотоприемной линейки 5 соединен с входом АЦП, выход АЦП соединен с входом микроконтроллера 7, управляющие выходы микроконтроллера соединены с входом генератора инжекционного тока 1 и с входом первого генератора импульсов 8, выход которого соединен с управляющими входами электрооптического затвора 3 и второго генератора импульсов 9, выходы которого соединены с управляющими входами фотоприемной линейки 6 и АЦП. Контролируемый светодиод располагается перед входной щелью монохроматора таким образом, чтобы указанная щель находилась на линии, соответствующей максимуму диаграммы направленности контролируемого светодиода, один из выходов устройства соединен со входом управления фотоприемным устройством, фоточувствительная

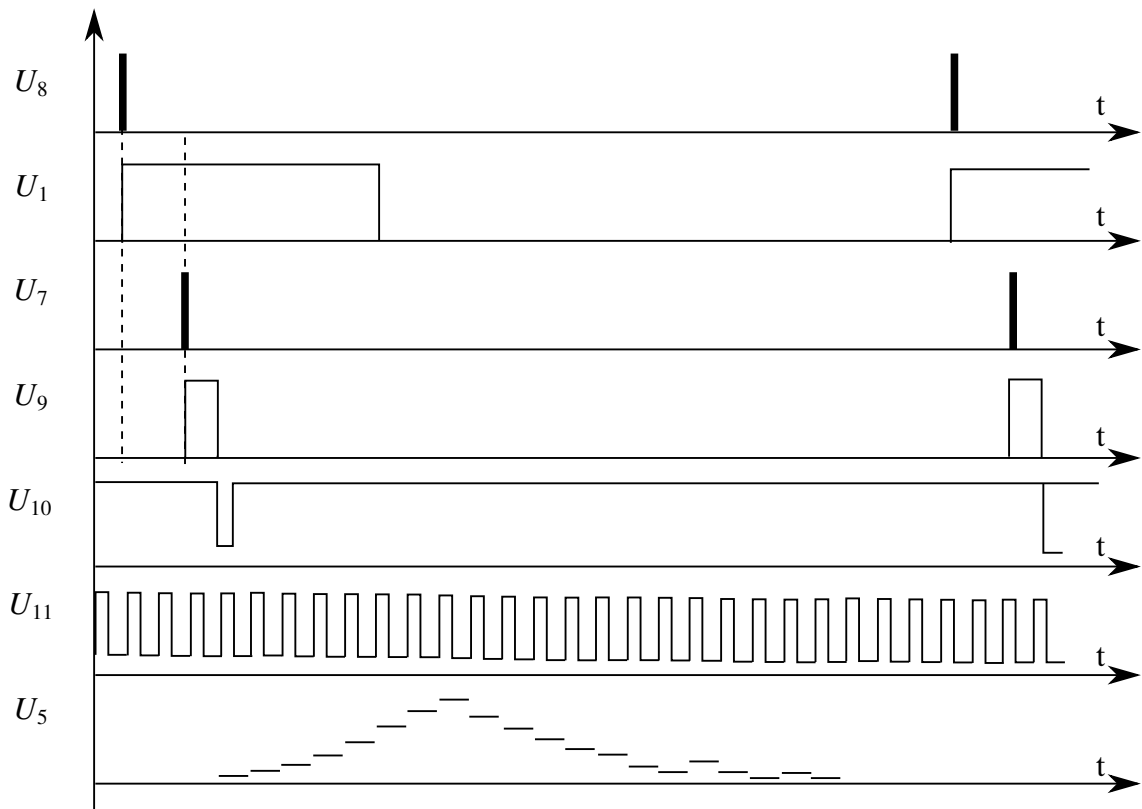


Рисунок 4.5 – Эпюры измерительных воздействий и сигналов

поверхность которого с фоточувствительными элементами (пикселями) располагается напротив выходной щели монохроматора, так что направление щели точно перпендикулярно фотоприемной линейке, оптическая ось выходной щели должна проходить через центр фотоприемной линейки перпендикулярно плоскости матрицы, сигнальный выход линейного фотоприемного устройства соединен со входом вычислителя, а выход вычислителя со входом запоминающего устройства.

Время считывания сигналов пикселей современных фотоприемных линеек с числом пикселей до 2048 составляет порядка 1–2 мс.

Для обеспечения измерения ПТХ на начальном участке нагрева полупроводникового изделия вплоть до длительностей греющего импульса тока порядка 2 мс предлагается использовать стробоскопический принцип преобразования. На СИД подается последовательность импульсов греющего тока нарастающей длительности $t_{ик}$ начиная с длительности $t_{и0}$ (порядка 10 мкс) и с паузами между импульсами длительностью $t_{пк}$ не менее $10 t_{ик} + \Delta\tau_{сч}$ мс. За время паузы

10 $t_{ик}$ происходит остывание перехода СИД практически до температуры корпуса, а время $\Delta\tau_{сч}$ необходимо для считывания информации с многоэлементного фотоприемника. Излучение СИД поступает на спектральный преобразователь (монохроматор), преобразующий оптический спектр в пространственное распределение интенсивности излучения. Поток излучения СИД при этом проходит через электрооптический затвор и пространственно распределенное излучение СИД с выхода спектрального преобразователя поступает на многоэлементный (широкополосный) фотоприемник в течение короткого интервала времени конце греющего импульса тока. Длительность засветки фотоприемника определяется временем открытого состояния электрооптического затвора.

Шаг изменения длительности греющих импульсов тока определяется необходимой точностью измерения ПТХ СИД и характерными тепловыми постоянными времени светодиода. Наименьшая тепловая постоянная времени $\tau_{Ткр}$ определяется толщиной кристалла и теплопроводностью материала подложки. Обычно тепловая постоянная времени $\tau_{Ткр}$ не меньше 250–300 мкс. На начальном участке ПТХ светодиода можно измерять сдвиг спектра через интервалы времени изменяющиеся по логарифмической шкале (например 10, 20, 50, 100, 200, 500 мкс и т.д.). После того как длительность греющего импульса тока достигнет 1 мс на СИД подается ступенька тока и далее регистрируется сигнал фотоприемника спектр излучения СИД в заданные моменты времени с логарифмическим шагом (например 2 мс, 5 мс, 10 мс, 20 мс, 50 мс) в режиме непрерывного разогрева СИД и так вплоть до полного прогрева всей конструкции светодиода, то есть до 30-40 мин.

Устройство работает следующим образом. Микроконтроллер формирует управляющие импульсы U_{10} для запуска генератора импульсов 1. Импульсы U_1 с его выхода являются импульсами накачки для исследуемого светодиода 2. Импульс оптического излучения U_2 от исследуемого светодиода 2 поступает на вход оптического затвора 3. Момент включения (пропускания) оптического затвора 3 определяется моментом подачи на него импульса U_6 с выхода

генератора импульсов 4. Ограниченная по длительности часть оптического излучения U_3 , прошедшая через оптический затвор 3, поступает на вход монохроматора 5. В монохроматоре 5 происходит преобразование оптического спектра излучения U_3 светодиода 2 в пространственный спектр U_4 , который поступает на вход пространственно-чувствительного фотоприемного устройства на основе ПЗС-линейки 6. Электрический сигнал U_5 на выходе ПЗС-линейки 6 представляет собой последовательность кадров, каждый из которых повторяет форму оптического спектра U_4 на входе ПЗС-линейки 6. Генератор импульсов 7 формирует сигналы U_7 и U_8 , управляющие работой ПЗС-линейки 6. Сигнал U_7 определяет момент начала передачи кадра, а сигнал U_8 осуществляет последовательный опрос пикселей ПЗС-линейки 6. Аналого-цифровой преобразователь 8 осуществляет преобразование сигнала U_5 с выхода ПЗС-линейки 6 в цифровую форму U_{11} . Моменты выборок аналого-цифрового преобразователя 8 задаются импульсами U_8 . Сигнал с выхода аналого-цифрового преобразователя 8 поступает на вход микроконтроллера 9. Микроконтроллер осуществляет обработку сигнала U_{11} и передачу информации о спектре излучения светодиода в виде сигнала U_{12} на компьютер.

Сигнал U_{10} с выхода микроконтроллера 9 определяет момент включения генератора импульсов 1. Длительность включения светодиода 2 задается длительностью импульса U_1 , формируемого генератором импульсов 1. Сигнал U_9 с выхода микроконтроллера 9 определяет момент включения оптического затвора 3. В результате работы оптического затвора 3 на вход монохроматора поступает лишь часть излучения светодиода 2, соответствующая моменту времени, задаваемому импульсом U_9 . А время открытия оптического затвора задается длительностью импульса U_6 генератора импульсов 4. В результате работы оптического затвора на выходе ПЗС-линейки 6 формируется сигнал U_5 , соответствующий спектру излучения светодиода 2 в момент времени, соответствующий моменту подачи импульса U_9 .

4.3. Способ определения температурного сдвига спектра светодиода с помощью матрицы

В параграфе 4.1 были получены следующие значения времени сдвига для матрицы IBIS5-B-1300 размером 1024x1280 – τ_{shift} равен 35,574 мкс; для камеры Cubeternet GL-UPC822 UVC – 61 мкс и для Z-Star SCMOS-00350KPA – 84 мкс. Таким образом, в камерах с «бегущим» затвором присутствует задержка считывания строк от начала записи кадра, причем время задержки однозначно связано с номером строки. Данный эффект использован в качестве временной развертки при исследовании температурного сдвига спектра излучения. Для этого синхронизируется время включения светодиода с временем начала считывания кадра, а изображения спектральных линий с выхода спектрофотометра СФ-46 располагается перпендикулярно строкам КМОП-матрицы. В результате каждый пиксель матрицы изображения содержит информацию об интенсивности излучения J определенного спектрального участка в определенный момент времени:

$$J(y \rightarrow t, x \rightarrow \lambda), \quad (4.7)$$

где y — номер строки матрицы, t — время, x — номер столбца матрицы, λ — длина волны спектра. Зависимость t от y и λ от x линейная: $t = \tau_{shift} \cdot y$, $\lambda = k \cdot x$.

В следствии того, что уровни яркости изображений момента включения и изображений в установившемся режиме значительно отличаются, произвести компенсацию геометрического шума КМОП-матрицы простым нахождением разности изображений не представляется возможным. Предлагается определять относительное смещение максимума спектра $\Delta_x(y) = \max(R_1(y)) - \max(R_N(y))$, где $\max(R_1(y))$ — зависимость положения максимума корреляционной функции от номера строки первого кадра, $\max(R_N(y))$ — зависимость положения максимума корреляционной функции от номера строки кадра в установившемся режиме. Установившимся режимом следует считать ближайший к началу номер кадра, при котором стандартное отклонение разности $|\max(R_i(y)) - \max(R_{i+1}(y))|$ меньше

заданной, где i — номер кадра.

Определение температурного сдвига спектра светодиода в момент включения, динамическом режиме, производится по следующему алгоритму.

- Записывается последовательность изображений. Начало записи первого кадра синхронизируется с моментом подачи на исследуемый светодиод тока питания.

- Корреляционным методом находится положение максимума спектра в каждой строке кадра и строится зависимость $\max(R_i(y))$ для всей последовательности кадров.

- Определяется номер кадра установившегося режима N .

- Относительный сдвиг спектра Δ_x рассчитывается как разность $x_1(y) - x_N(y)$.

- Определяется зависимость смещения максимума спектра от температуры в статическом режиме $\Delta_x(T)$ для различных значений тока питания светодиода.

- По полученной зависимости $\Delta_x(T)$ строится зависимость температуры от номера строки $T(y)$. С учетом $t = \tau_{shift} \cdot y$, производится пересчет в зависимость температуры от времени $T(t)$.

4.3.1. Описание экспериментальной установки

Для исследования спектра излучения светодиода с учетом 4.1 и алгоритма, предложенного в 3.1, разработана экспериментальная установка.

В основе установки положена оптическая система спектрофотометра с удаленной выходной щелью и дополнительной фокусирующей системой, расположенной перед матричным фотоприемником.

Структурная схема измерительной установки представлена на рисунке 4.6. Установка состоит из источника исследуемого излучения — светодиода (1), размещенного внутри термостата (2) и подключенного к блоку управления (10). Блок управления по командам с персонального компьютера (11) задает ток или

напряжение на светодиоде и поддерживает заданную температуру рабочей области. Температура в зоне установки светодиода измеряется с помощью термопары (3). Излучение светодиода через прозрачное окно поступает на входную щель (4) и далее на диспергирующую систему (5), где происходит разложение светового потока в спектр. Полученное спектральное распределение входного излучения через фокусирующую систему (7) формирует изображение на КМОП-матрице фотоприемника (8). Изображение спектра записывается и анализируется с помощью компьютера. Для исключения внешней засветки вся оптическая система помещена в светонепроницаемый кожух (9). Положение центральной длины волны на изображении спектра устанавливается механическим поворотным устройством (6). В установке использованы механическая и часть оптической системы спектрофотометра СФ-46. Исследуемый светодиод фиксиру-

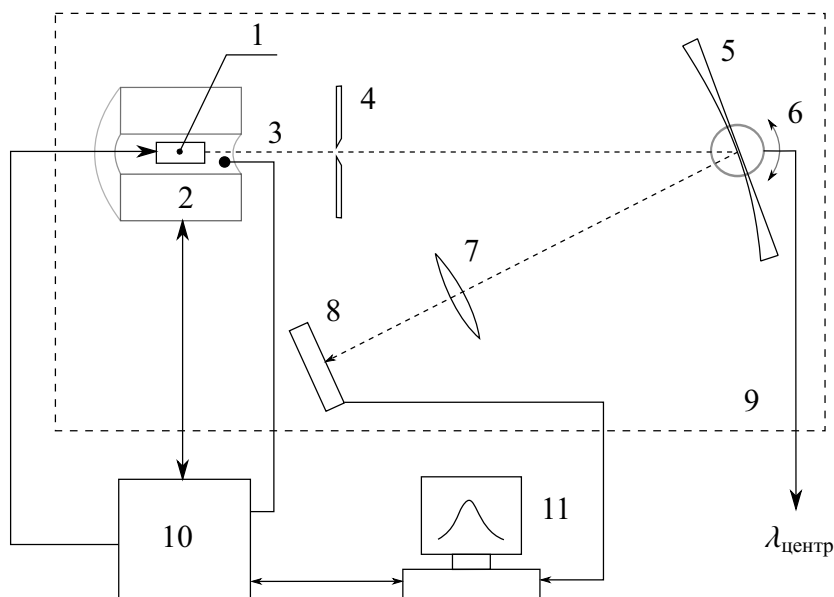


Рисунок 4.6 – Структурная схема установки измерения ПТХ светодиода с помощью КМОП-матрицы

ется держателем в виде пинцета с изолированными игольчатыми контактами. Провода контактов выведены через теплоизоляционную пробку и подключены к блоку управления. Пробка держателя плотно устанавливается в нагревательном элементе и дополнительно фиксируется прижимом.

Нагреватель изготовлен из двух алюминиевых цилиндров различного диаметра. Между цилиндрами на изоляторах намотана нихромовая спираль и положен теплоизоляционный материал. Выходное отверстие нагревателя закрыто кварцевым стеклом толщиной 1 мм.

Напротив выходного отверстия размещена входная щель с помощью которой можно изменять разрешающую способность и интенсивность светового потока. Чем меньше ширина щели, тем меньше света проходит через нее и тем уже интервал длин волн светового пучка, пропускаемого щелью. Ширина щели с помощью механического переключателя может дискретно принимать значения 0,15; 0,5; 1,0; 2,5 и 6,5 мм.

За щелью вдоль оптической оси находится диспергирующий элемент — вогнутая дифракционная решетка с переменным шагом и криволинейным штрихом. Поворотный механизм дифракционной решетки позволяет установить положение центральной длины волны спектра и направить световой поток на фотоприемное устройство через фокусирующую систему.

Фокусирующая система состоит из коллиматора и длиннофокусного объектива обеспечивающая фокусировку изображения спектра входного излучения на фоточувствительную область многоэлементного фотоприемного устройства на основе КМОП-матрицы.

Фоточувствительная область КМОП-матрицы фотоприемного устройства представляет собой кристалл размером 2,4x1,8 мм (1/6"), содержащий 480 строк по 640 пикселей. Матрица установлена таким образом, что при изменении длины волны излучения светодиода проекция его спектра будет перемещаться вдоль столбцов матрицы. Информация о длине волны спектра содержится в номере столбца матрицы $x \rightarrow \lambda$, а развертка по времени связана с номером строки матрицы $y \rightarrow t$: $J(t, \lambda)$ (4.3). С персонального компьютера устанавливаются необходимый режим работы матрицы: время накопления, автоматический/ручной баланс белого, яркость, контрастность, цветность, насыщенность, гамма-коррекция. Информация с выхода матрицы считывается через USB-интерфейс.

Блок управления выполнен на базе микроконтроллера STM32F100C4T6B и выполняет следующие функции.

- Поддерживает заданную температуру в нагревателе. Измерение температуры осуществляется термопарой в непосредственной близости от исследуемого светодиода.

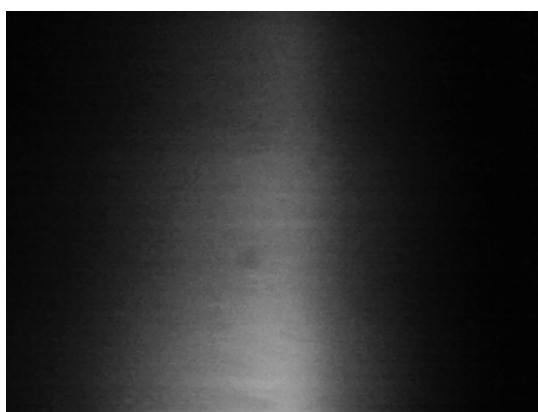
- Измеряет ток и падение напряжения на светодиоде.

- Поддерживает постоянное значение тока или напряжения на исследуемом светодиоде, а также задавать форму изменения тока или напряжения.

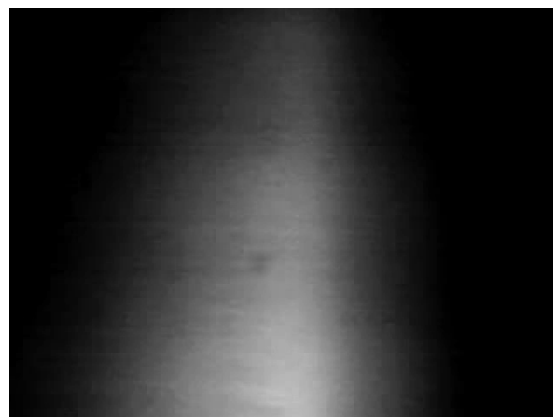
Передача измеренных данных в персональный компьютер и прием команд из компьютера осуществляется через USB-интерфейс.

4.3.2. Определение температурного сдвига спектра светодиода в начале нагрева

На измерительной установке (см. параграф 4.3.1) были получены следующие изображения (рисунок 4.7 и 4.10) спектра излучения светодиода для различного значения инжекционного тока. В качестве фотоприемника использована КМОП-матрица камеры Z-Star SCMOS-00350KPA. Время накопления составило 0,4 мс, ширина входной щели — 1,0 мм. Более низкий уровень



а) Ток равен 5,9 мА

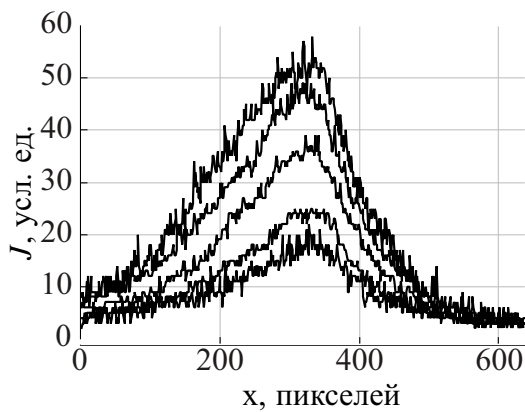


б) Ток равен 8,58 мА

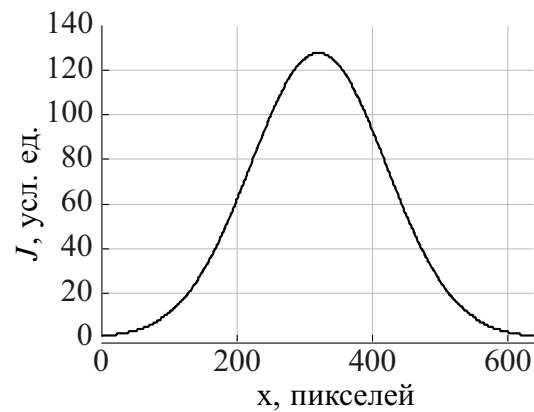
Рисунок 4.7 – Распределение спектра излучения светодиода в начале включения

и равномерный характер собственных шумов используемой камеры позволяет

применить для синхронизации уровень излучения светодиода. Запись кадра происходит при превышении значения яркости порогового уровня. Для камеры Z-Star SCMOS-00350KPA время междустрочной задержки составляет 84 мкс. Положение камеры выбрано так, что в 640 пикселей строки помещается полоса 80 нм, соответственно, шаг составляет 0,125 нм/пиксель. В эксперименте использованы светодиоды FYLS-3528BURC красного свечения. Графики распределения интенсивности по строке через каждые 120 строк ($\approx 16,44$ мс) для изображения 4.7, а приведены на рисунке 4.8, а. В качестве опорной функции корреляционной обработки используется гауссиан с $w_{\text{оп}} = 50$, рисунок 4.8, б.

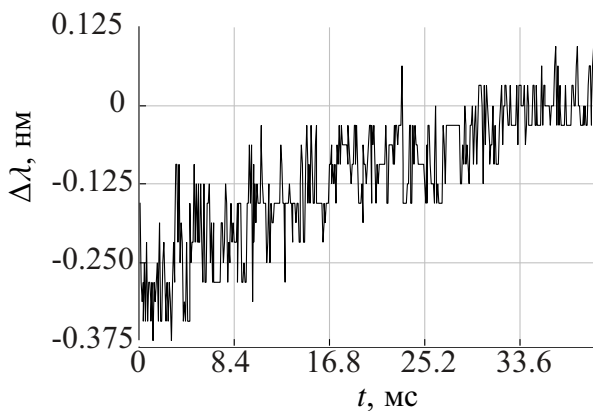


а) Распределение интенсивности спектра J по строке x через 120 строк

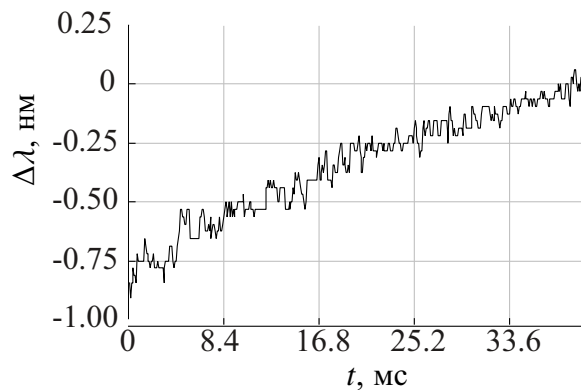


б) Опорная функция

Рисунок 4.8 – Распределение интенсивности спектра по строке и опорная функция



а) Ток равен 5,9 мА



б) Ток равен 8,58 мА

Рисунок 4.9 – Сдвиг спектра излучения светодиода

На рисунке 4.9, а и 4.9, б изображены графики смещения максимума спектра для тока 5,90 мА и 8,58 мА относительно установившегося режима. Для этого строилась зависимость максимума корреляционной функции первого и пятого кадра от координаты y , затем находилась их разность

$$\Delta x(y) = \max(R_1(y)) - \max(R_5(y)),$$

где $y = [1..480]$, в соответствии с методикой изложенной в параграфе 4.3. Из графиков видно, что скорость смещения максимума спектра зависит от значения тока. Среднее значение скорости смещения спектра составляет 7,75 нм/с для тока 5,9 мА и 21,70 нм/с – для тока 8,58 мА.

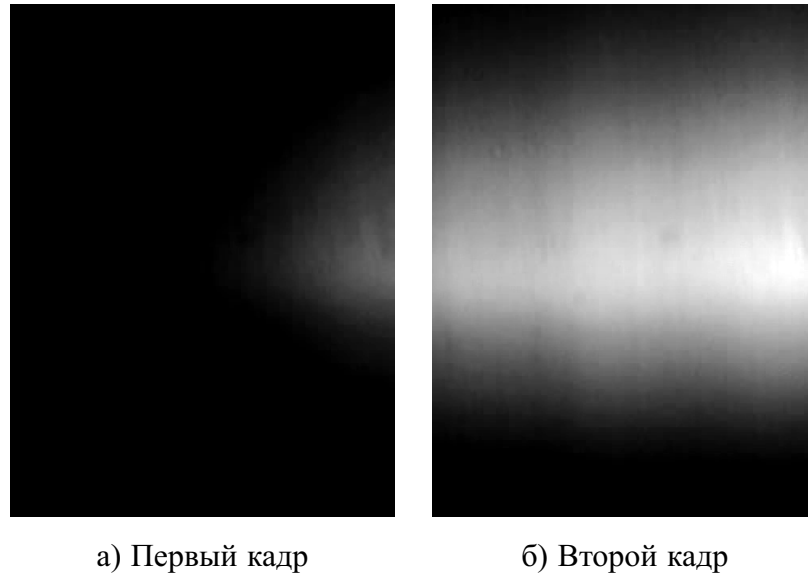


Рисунок 4.10 – Распределение спектра излучения светодиода в начале включения
(ток равен 18.53 мА)

На рисунке 4.10 показаны два последовательных кадра полученных без синхронизации с моментом включения светодиода и токе 18,53 мА. Провалы яркости связаны с дефектами зеркала оптической системы. На рисунке 4.11 пунктирной линией показаны полученные зависимости смещения максимума спектра. Средняя скорость смещения для первого кадра составляет 64,70 нм/с, для второго – 5,42 нм/с. При больших значениях тока заметна нелинейность полученной зависимости. Зависимость $\Delta\lambda(t)$ на рисунке 4.11, а аппроксимирована

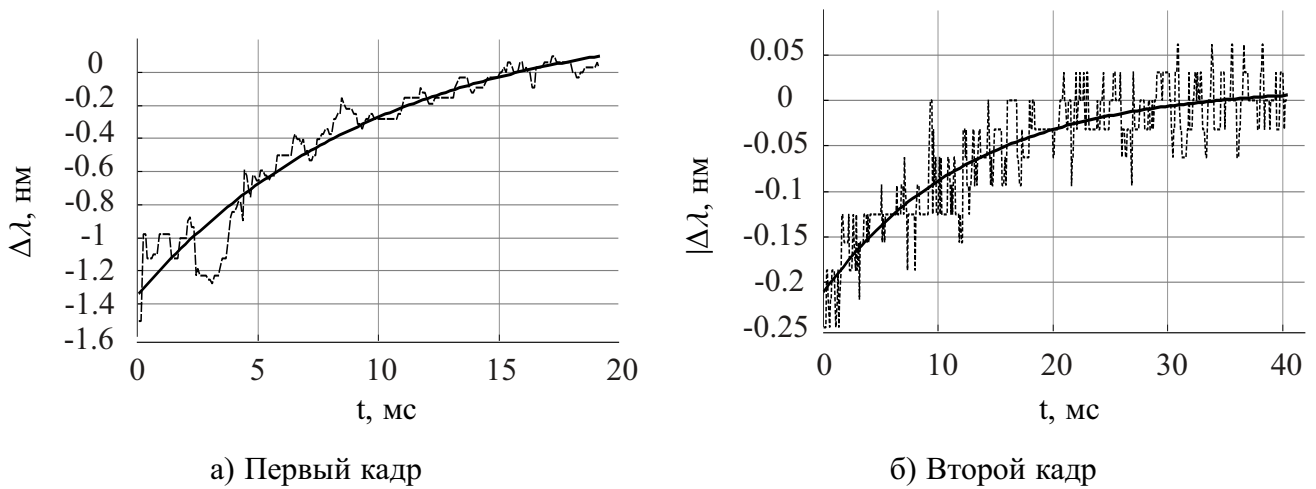


Рисунок 4.11 – Сдвиг спектра излучения светодиода, ток равен 18,53 мА

экспоненциальной функцией $\Delta\lambda(t) = 0,3378 - 1,685 \cdot \exp(-t/9,8385)$ и показана сплошной линией. Зависимость $\Delta\lambda(t)$ на рисунке 4.11, б аппроксимирована экспоненциальной функцией $\Delta\lambda(t) = 0,0155 - 0,227 \cdot \exp(-t/12,7526)$.

4.4. Анализ полученных результатов

Характеристики светодиода, которые можно определить по изображению спектра, полученном на экспериментальной установке, при подаче на светодиод ступенчатого питающего тока за один кадр (≈ 30 мс) показаны на рисунке 4.12.

Динамика изменения интенсивности излучения — линия, обозначенная на рисунке 4.12 цифрой 1. На интенсивность излучения существенное влияние оказывают следующие факторы: прямой ток светодиода [21, 110]; время накопления фотоприемника - кроме уровня интенсивности излучения определяет дискретность развертки характеристик светодиода по времени; ширина входной оптической щели спектрофотометра [70]; спектральная и пространственная чувствительность фотоприемника; температура [14, 15, 15, 33, 90, 91, 124]; схема включения светодиода [6, 66]. Так как нагрев светодиода происходит с задержкой от момента включения, то влияние температуры наблюдается как уменьшение или увеличение интенсивности свечения после установки постоянного значе-

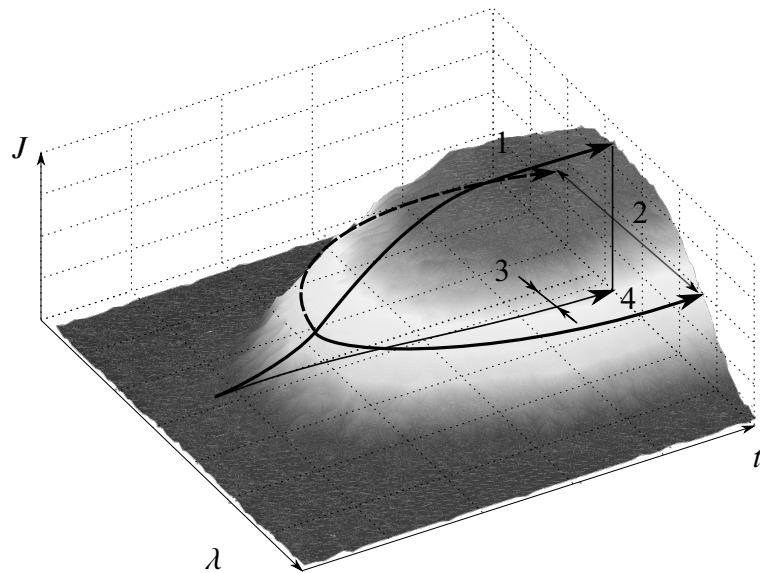


Рисунок 4.12 – Изменение спектра светодиода во время включения. J — интенсивность излучения, λ — длина волны, t — время

ния тока. В итоге положение максимального уровня яркости изображения будет зависеть только от изменения интенсивности излучения светодиода во времени.

Ширина спектра — линия, обозначенная на рисунке 4.12 цифрой 2. Рост плотности тока, вызванный увеличением внешнего напряжения, вызывает рост падения напряжения на р-п-переходе, что увеличивает вероятность излучения участков с большей шириной запрещенной зоны за счет увеличения энергии носителей заряда. Данный эффект приведет к увеличению излучения в коротковолновой части спектра [28, 29, 65]. Кроме этого, интенсивность излучения участков с меньшей шириной запрещенной зоны будет увеличиваться за счет увеличения плотности тока, который в свою очередь вызывает нагрев светодиода. Если учесть, что у большинства полупроводников ширина запрещенной зоны уменьшается с увеличением температуры [27], то с ростом температуры будет наблюдаться сдвиг в длинноволновую часть спектра. Таким образом, с увеличением прямого тока светодиода спектр будет расширяться как в коротковолновую, так и в длинноволновую область [58, 64, 88, 117, 118, 124, 125].

В следствии приведенных выше эффектов кроме увеличения ширины спектра наблюдается сдвиг максимума спектра — линия, обозначенная на рисунке

4.12 цифрой 4 и относительный сдвиг — линия 3.

Таким образом, примененный в установке эффект «бегущего» затвора КМОП матрицы позволяет оценить динамику изменения интенсивности излучения, ширины спектра и температуры светодиода в первые 30 мс после его включения.

Выводы

Режим «бегущего» электронного затвора (Rolling Shutter) в КМОП-сенсорах можно использовать в качестве временной развертки при исследовании переходных процессов, если изменение исследуемого параметра отображается в изменение оптического излучения, например спектра излучения. Недостатком описанного метода является невозможность варьирования времени задержки. Однако простота реализации метода делает его удобной альтернативой сложным инструментам для изучения динамики одномерных распределений оптической мощности.

Предложен способ определения температурного сдвига спектра светодиода с помощью ПЗС-линейки, при котором инжекционный ток подают в виде последовательности импульсов нарастающей длительности с периодом между импульсами, достаточными для остывания активной области и не менее времени считывания сигнала с выхода фотоприемной линейки. Далее на СИД подают постоянный инжекционный ток и измеряют спектр излучения в заданные моменты времени в течение цикла измерения вплоть до полного разогрева СИД. Совмещение спектров с использованием корреляционных методов позволяет повысить точность определения переходных тепловых характеристик светоизлучающих диодов.

Предложен способ и устройство определения температурного сдвига спектра светодиода с помощью матрицы в начальное время после подачи ступеньки постоянного инжекционного тока.

Экспериментальная проверка показала работоспособность установки и возможность оценить динамику изменения интенсивности излучения, ширины спектра и температуры светодиода в первые 30 мс после включения.

Глава 5

Погрешности тепловой природы многоэлементных датчиков

5.1. Погрешности тепловой природы дифференциальных преобразователей

Анализ погрешностей дифференциальных измерительных преобразователей проведен в разделе 1.2.1.

Идентичность или близость с заданной точностью статических функций преобразования чувствительных элементов и каналов ДП обеспечивают путем подбора и различных видов коррекции. В частности, применяя методы температурной коррекции, можно обеспечить равенство статических функций преобразования в заданном диапазоне рабочих температур [83].

При выравнивании статических температурных режимов ЧЭ в реальных условиях неизбежно возникают переходные тепловые процессы из-за изменения, например, температуры окружающей среды.

Указанные выше причины приводят к тому, что температуры активных областей первого и второго ЧЭ, соответственно, в общем случае будут различны. Это приводит к появлению дополнительных составляющих погрешности ДП тепловой природы Δy , анализ которых для ДП с нелинейными функциями преобразования представляет как теоретический, так и практический интерес.

Рассмотрим зависимость функции преобразования i -го ЧЭ только от одного параметра влияния – от температуры $y_i = f_i(x_i, T_i)$ и разложим эту функцию в ряд по степеням приращений физических величин $\Delta x_i = x_i - x_0$ и температур $\Delta T_i = T_i - T_0$ вблизи окрестности точки (x_0, T_0) :

$$y_i = f_i(x_0, T_0) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^m \left. \frac{\partial^m f_i}{\partial x^n \cdot \partial T^{m-n}} \right|_{x_0, T_0} \cdot \Delta x_i^n \cdot \Delta T_i^{m-n}. \quad (5.1)$$

Для избежания громоздких формул будем полагать, что функции преобразования ЧЭ и все их производные по x и T в заданной точке x_0, T_0 одинаковы, так что индекс i у знака функции f и координаты точки x_0, T_0 в дальнейшем будем опускать.

Для ДП с опорным плечом согласно (1.3а) $\Delta x_1 = x$ и $\Delta x_2 = 0$ и из (5.1) и (1.2) следует

$$y_{\text{оп}} = S \left(\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^m \frac{\partial^m f}{\partial x^n \cdot \partial T^{m-n}} x^n \Delta T_1^{m-n} - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\partial^k f}{\partial T^k} \cdot \Delta T_2^k \right). \quad (5.2)$$

Для ДП с балансным включением ЧЭ согласно (1.4); и из (5.1) и (1.2) следует

$$\begin{aligned} y_{\text{бп}} &= S \left[\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^m \frac{\partial^m f}{\partial x^n \cdot \partial T^{m-n}} (x^n \cdot \Delta T_1^{m-n} - (-1)^n x^n \cdot \Delta T_2^{m-n}) \right] = \\ &= S \left[\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{[\frac{m+1}{2}]} \frac{\partial^m f}{\partial x^{2k-1} \cdot \partial T^{m-2k+1}} \cdot x^{2k-1} (\Delta T_1^{m-2k+1} + \Delta T_2^{m-2k+1}) + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{m=2}^{\infty} \sum_{k=1}^{[m/2]} \frac{\partial^m f}{\partial x^{2k} \cdot \partial T^{m-2k}} \cdot x^{2k} (\Delta T_1^{m-2k} + \Delta T_2^{m-2k}) \right]. \quad (5.3) \end{aligned}$$

Знак $[]$ в обозначении пределов суммирования по индексу определяет целую часть чисел $(m+1)/2$ и $m/2$.

В разложениях функций преобразования (5.2) и (5.3) выделена та часть ряда, которая обращается в нуль при условии равенства температур ЧЭ: это и будет составляющая погрешности, обусловленная разностью температур.

Как видно в первом случае ДП с опорным плечом – это чисто аддитивная погрешность определяемая частными производными функции преобразования только по температуре.

$$y_{\text{оп}} = S \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\partial^k f}{\partial T^k} (\Delta T_1^k + \Delta T_2^k). \quad (5.4)$$

Если ограничиться в (5.4) двумя членами ряда, то

$$\Delta y_{\text{оп}} = S \left[\frac{\partial f}{\partial T} + \frac{\partial^2 f}{\partial T^2} (\Delta T_1 + \Delta T_2) \right] (\Delta T_1 - \Delta T_2), \quad (5.5)$$

то есть погрешность практически линейно зависит от разности температур.

В случае балансного ДП температурная составляющая погрешности содержит как аддитивную, так и мультипликативную составляющие:

$$\Delta y_{\text{БП}} = S \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\partial^m f}{\partial T^m} \cdot [\Delta T_1^m - \Delta T_2^m] + \sum_{m=2}^{\infty} \sum_{k=1}^m \frac{\partial^m f}{\partial x^{2k} \partial T^{m-2k}} \cdot x^{2k} (\Delta T_1^{m-2k} - \Delta T_2^{m-2k}) = \Delta y_{\text{БП}}^A + \Delta y_{\text{БП}}^M, \quad (5.6)$$

причем аддитивная составляющая $\Delta y_{\text{БП}}^A$ совпадает с аналогичной погрешностью ДП с опорным плечом.

Мультипликативная составляющая определяется смешенными частными производными и содержит только четные степени по x . Если ограничиться первыми двумя членами ряда для мультипликативной составляющей получим:

$$\Delta y_{\text{БП}}^M = S \cdot x^2 \cdot \left[\frac{\partial^3 f}{\partial x^2 \partial T} + \frac{\partial^4 f}{\partial x^2 \partial T^2} (\Delta T_1 + \Delta T_2) \right] (\Delta T_1 - \Delta T_2), \quad (5.7)$$

то есть также линейно зависит от разности температур.

В общем случае погрешность данного вида у балансного ДП больше, чем у ДП с опорным плечом.

В качестве общих рекомендаций по уменьшению рассмотренных выше погрешностей можно предложить выбирать режим работы ЧЭ (рабочую точку – (x_0, T_0)) из условия минимизации сомножителей в квадратных скобках в (5.5) и (5.7):

$$\frac{\partial f}{\partial T} + \frac{\partial^2 f}{\partial T^2} (\Delta T_1 + \Delta T_2) \rightarrow \min; \quad \frac{\partial^3 f}{\partial x^2 \partial T} + \frac{\partial^4 f}{\partial x^2 \partial T^2} (\Delta T_1 + \Delta T_2) \rightarrow \min. \quad (5.8)$$

Для оценки этих составляющих погрешностей необходимо, во-первых, иметь достаточно полную информацию о температурных характеристиках ЧЭ, чтобы рассчитать или оценить значения частных производных в рабочем диапазоне измеряемых величин и температур. Во-вторых, необходимо иметь методики оценки возможной разности температур для конкретных типов ЧЭ в реальных условиях эксплуатации. Рассмотрим некоторые подходы к оценке разности температур $\Delta T_{12} = \Delta T_1 - \Delta T_2$.

Статический режим 1. При идентичных условиях теплоотвода и равенстве тепловых сопротивлений ЧЭ разность температур будет обусловлена разностью рассеиваемых мощностей $\Delta T_{12} = R_T (P_1 - P_2)$. Не вдаваясь в физику процессов преобразования в ЧЭ можно без ограничения общности предположить, что мощность, выделяющаяся в ЧЭ в виде тепла, является некоторой функцией преобразуемой физической величины $P_i = \Psi(x_i)$.

Представим $\Psi(x_i)$ в виде ряда вблизи окрестности точки x_0 и ограничимся в разложении членами второго порядка:

$$\Psi(x_i) = \Psi(x_0) + \left. \frac{\partial \Psi}{\partial x} \right|_{x_0} \cdot \Delta x_i + \left. \frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} \right|_{x_0} \cdot (\Delta x_i)^2. \quad (5.9)$$

Для ДП с опорным плечом ($\Delta x_1 = x, \Delta x_2 = 0$) получим:

$$\Delta P_{\text{ОП}} = P_1 = P_2 = \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot x + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} \cdot x^2. \quad (5.10)$$

Для балансного ДП соответственно ($\Delta x_1 = x, \Delta x_2 = -x$) и

$$\Delta P_{\text{БП}} = 2 \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot x. \quad (5.11)$$

2. При равенстве рассеиваемых мощностей $P_1 = P_2 = P$ разность температур будет обусловлена различием тепловых сопротивлений ЧЭ: $\Delta T_{12} = (P_{T1} - P_{T2}) \cdot P$.

Динамический режим 1. При изменении измеряемой или опорной физической величины (например, при подаче сигнала на ЧЭ) будет изменяться рассеиваемая ЧЭ мощность и собственно их температурный режим. Рассмотрим по аналогии с [80, 81] однозвенную теплоэлектрическую модель системы из двух ЧЭ (рисунок 5.1), но ограничимся случаем температурнезависимых источников энергии.

При подаче на ЧЭ ступенек одинаковой мощности изменение разности температур будет описываться выражением

$$\Delta T_{12} = P \left[R_{T1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T1}}} \right) - R_{T2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T2}}} \right) \right], \quad (5.12)$$

где $\tau_{Ti} = R_{Ti} C_{Ti}$, C_{Ti} — теплоемкость i -го ЧЭ.

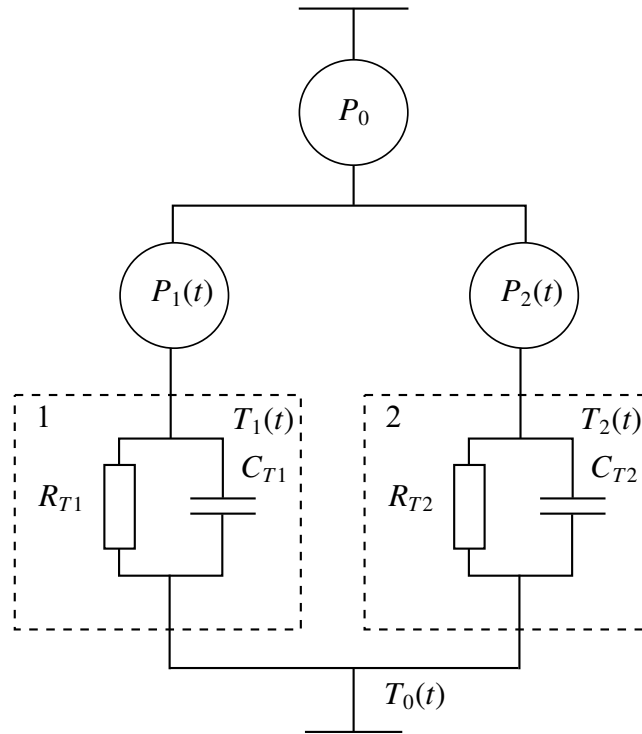


Рисунок 5.1 – Тепловая модель преобразователя с дифференциально включенными датчиками

В [80] показано, что при некоторых соотношениях параметров R_{Ti} , C_{Ti} функция $\Delta T_{12}(t)$ имеет максимум в момент времени

$$t_{max} = \frac{\tau_{T1}\tau_{T2}}{\tau_{T1} - \tau_{T2}} \cdot \ln \frac{C_{T1}}{C_{T2}}. \quad (5.13)$$

Условие наличия максимума очевидно: $t_{max} > 0$.

Из (5.13) видно, что $t_{max} = 0$ при $C_{T1} = C_{T2}$. Заметим, что максимум разности температур может наблюдаться как показано на рисунке 5.2 и при равенстве тепловых сопротивлений ЧЭ, то есть при статической погрешности равной нулю.

При выключении мощности температура ЧЭ будет уменьшаться, кривая остывания в рассмотренной модели подобна кривой нагрева и при этом также будет наблюдаться максимум разности температур через время t_{max} после выключения. Динамическая разность температур при равенстве тепловых сопротивлений обусловлена разностью теплоемкостей, что необходимо учитывать при монтаже ЧЭ в ДП. В качестве оценки ΔT_{12} необходимо брать ΔT_{12}^{max} , которое

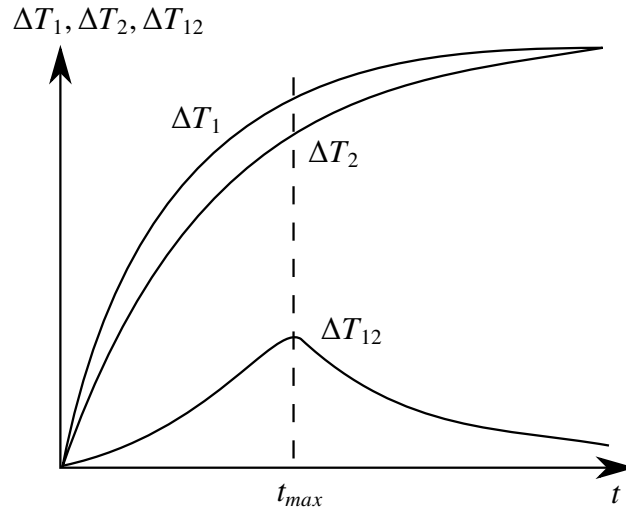


Рисунок 5.2 – Кинетика изменения (схематично) температуры ЧЭ и их разности при подаче ступеньки греющей мощности (включении преобразователя)

получается из (5.12) после подстановки значения t_{max} .

2. В предельном случае $P_{1,2} \rightarrow 0$ оба ЧЭ в стационарном режиме должны иметь одинаковую температуру равную температуре окружающей среды. Однако при изменении температуры окружающей среды температуры ЧЭ будут изменяться, но в силу инерционности тепловых процессов не могут мгновенно достигнуть равновесного значения.

Рассмотрим кинетику изменения разности температур ЧЭ для принятой модели при ступенчатом уменьшении температуры окружающей среды на величину ΔT_0 . Процесс остывания ЧЭ до нового значения температуры окружающей среды будет описываться экспоненциальной кривой $\Delta T_i = \Delta T_0 e^{-t/\tau_{Ti}}$ и соответственно:

$$\Delta T_{12}(t) = \Delta T_0 \left(e^{-\frac{t}{\tau_{T1}}} - e^{-\frac{t}{\tau_{T2}}} \right). \quad (5.14)$$

Максимум разности температур будет достигаться в момент времени

$$t_{max} = \frac{\tau_{T1} \cdot \tau_{T2}}{\tau_{T1} - \tau_{T2}} \cdot \ln \frac{\tau_{T1}}{\tau_{T2}}, \quad (5.15)$$

и будет составлять величину:

$$\Delta T_{12}^{max} = \Delta T_0 \cdot (\xi)^{\frac{\xi}{1-\xi}} \cdot (1 - \xi), \quad (5.16)$$

где $\xi = \tau_{T2}/\tau_{T1}$. График зависимости $\Delta T_{12}^{max}(\xi)/\Delta T_0$ приведен на рисунке 5.3.

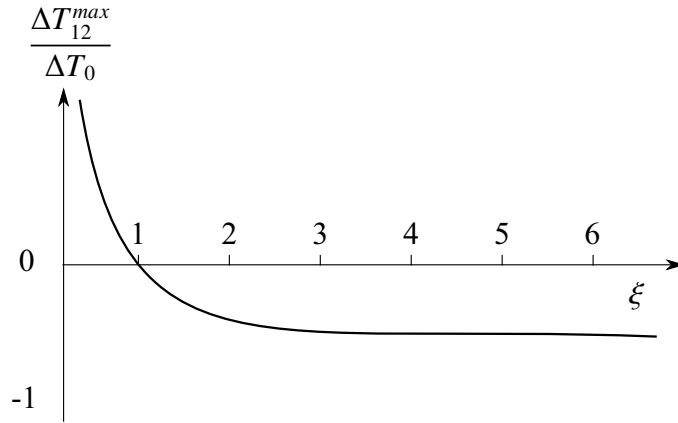


Рисунок 5.3 – График зависимости $\Delta T_{12}^{max}(\xi)/\Delta T_0$

Заметим, что в этом случае наличие максимума не зависит от соотношения теплоемкостей. Максимум будет отсутствовать только при $\tau_{T1} = \tau_{T2}$.

В общем случае зная допустимый технологический разброс тепловых параметров ЧЭ и возможный перепад температуры окружающей среды в реальных условиях измерения можно оценить максимальную динамическую погрешность ДП, обусловленную разностью температур ЧЭ.

5.2. Оценка погрешности тепловой природы измерительных преобразователей с дифференциальным включением датчиков

В предыдущем разделе приведены общие выражения для погрешностей тепловой природы ДП для случая температурнезависимой мощности, рассеиваемой ЧЭ. Рассмотрим оценки этих погрешностей для некоторых конкретных типов ДП.

Рассмотрим кинетику разогрева ЧЭ для случая температурозависимой мощности, рассеиваемой ЧЭ, при условии постоянства полной мощности, рассеиваемой преобразователем:

$$\Delta T_{12} = P_1(t)R_{T1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T1}}}\right) - P_2(t)R_{T2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T2}}}\right), \quad (5.17)$$

где мощности, поглощаемые ЧЭ:

$$P_1(t) = \frac{P_0}{2} (1 + \xi \Delta T_{12}(t)); \quad P_2 = \frac{P_0}{2} (1 - \xi \Delta T_{12}(t)).$$

Кинетика изменения разности температур ЧЭ в этом случае будет описываться более сложной формулой:

$$\Delta T_{12} = \frac{P_0 \left[R_{T1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T1}}} \right) - R_{T2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T2}}} \right) \right]}{2 \left[1 - \frac{\xi P_0}{2} \left(R_{T1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T1}}} \right) + R_{T2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{T2}}} \right) \right) \right]}. \quad (5.18)$$

Согласно (5.18) разность температур будет достигать максимума в момент времени $t_{\max}$, определяемый выражением (5.15), но значение максимума может существенно превышать $\Delta T_{12}^{\max}$:

$$\Delta \tilde{T}_{12}^{\max} = \frac{\Delta T_{12}^{\max}}{1 - \frac{\xi}{2} \Delta \bar{T}(t_{\max})}, \quad (5.19)$$

где $\Delta \bar{T}(t_{\max})$ — средняя температура ЧЭ в момент времени $t_{\max}$.

При выключении мощности температура ЧЭ будет уменьшаться, кривая остывания в рассмотренной модели подобна кривой нагрева и при этом также будет наблюдаться максимум разности температур через время $t_{\max}$ после выключения. Динамическая разность температур при равенстве тепловых сопротивлений обусловлена разностью теплоемкостей, что необходимо учитывать при монтаже ЧЭ в ДП. В качестве оценки ΔT_{12} необходимо брать значение $\Delta \tilde{T}_{12}^{\max}$, которое получается из (5.19) после подстановки значения $t_{\max}$.

В предельном случае $P_{1,2} \rightarrow 0$ оба ЧЭ в стационарном режиме должны иметь одинаковую температуру, равную температуре окружающей среды. Однако при изменении температуры окружающей среды температуры ЧЭ будут изменяться, но в силу инерционности тепловых процессов не могут мгновенно достигнуть равновесного значения.

В общем случае, зная допустимый технологический разброс тепловых параметров ЧЭ и возможный перепад температуры окружающей среды в реальных условиях измерения, можно оценить максимальную динамическую погрешность ДП, обусловленную разностью температур ЧЭ.

Оценка погрешности тепловой природы дифференциального фотоприемника. В измерительной технике для регистрации малого смещения светового пятна относительно некоторого равновесного положения широко используются дифференциальные фотоприемники [104], состоящие из двух идентичных фотодиодов (ФД), разделенных небольшим зазором и включенных, как правило, по схеме балансного преобразователя. В исходном равновесном состоянии световое пятно расположено симметрично относительно зазора между ФД и засвечивает обе части фотоприемника одинаковым световым потоком; в этом случае фототоки (или фотоэдс) ФД будут одинаковыми и выходной сигнал преобразователя будет равен нулю. При смещении светового пятна в ту или иную сторону от равновесного положения фототок одного из ФД увеличивается, а другого – уменьшается. Общая мощность, приводящая к разогреву ФД, равна сумме электрической мощности $P_{эл}$, рассеиваемой ФД, и оптической мощности $P_{опт}$ светового пятна, поглощаемой в структуре ФД: $P_i = P_{эл} + P_{опт}$. При этом электрическая мощность, рассеиваемая ФД, пропорциональна квадрату фототока ФД $P_{эл} \sim I_{ф}^2$, который, в свою очередь, пропорционален величине смещения светового пятна x . Мощность светового потока, поглощаемая ФД, пропорциональна площади светового пятна. Поскольку физической величиной, преобразуемой дифференциальным фотоприемником, в этом случае является величина смещения светового пятна, то есть $x_1 = x$, а $x_2 = -x$, то для электрической мощности, рассеиваемой каждой из частей дифференциального фотоприемника, можно записать следующие выражения:

$$P_{эл1} = a(l + x)^2; \quad P_{эл2} = a(l - x)^2, \quad (5.20)$$

где a — некоторый постоянный коэффициент, определяемый напряжением смещения ФД, $2l$ — характерный размер светового пятна (полоски) в направлении смещения.

Для поглощаемой оптической мощности можно записать:

$$P_{\text{опт1}} = b(l + x); \quad P_{\text{опт2}} = b(l - x), \quad (5.21)$$

где b — некоторый постоянный коэффициент, определяемый геометрическими и оптическими характеристиками структуры ФД и оптическими параметрами светового пятна.

Для разности полных мощностей получим:

$$\Delta P_{12} = 2a \cdot l \cdot x + 2b \cdot x, \quad (5.22)$$

и соответственно для разности температур

$$\Delta T_{12} = 2R_T (a \cdot l + b) x, \quad (5.23)$$

откуда следует, что погрешности, обусловленные разогревом ФД, прямо пропорциональны величине смещения, то есть имеют чисто мультипликативный характер, и зависят от исходных размеров светового пятна. Общей рекомендацией по снижению погрешности является уменьшение размеров светового пятна, что реализуется в фотоприемных линейках.

Оценка дрейфа нуля тепловой природы на примере мостовой схемы.

Одним из распространенных вариантов дифференциального включения ЧЭ являются мостовые схемы. Рассмотрим схему симметричного моста постоянного тока, рисунок 5.4. В качестве ЧЭ используются резисторы R_1 , R_2 . В верхние плечи мостовой схемы включены прецизионные резисторы заданного номинала R_0 , сопротивление которых будем считать не зависящим от рассеиваемой мощности. В отсутствии саморазогрева и внешних воздействий на ЧЭ мост сбалансирован при заданной температуре в точке максимальной чувстви-

тельности $R_1(T_0) = R_2(T_0) = R_0$. При включении источника тока I_0 и отсутствии измеряемой физической величины резисторы будут нагреваться протекающим током, и температура их будет изменяться $R_1 = R_0 [1 + \alpha (\bar{T} + \Delta T_{12})]$ и $R_2 = R_0 [1 + \alpha (\bar{T} - \Delta T_{12})]$, где α — температурный коэффициент сопротивления резисторов ЧЭ.

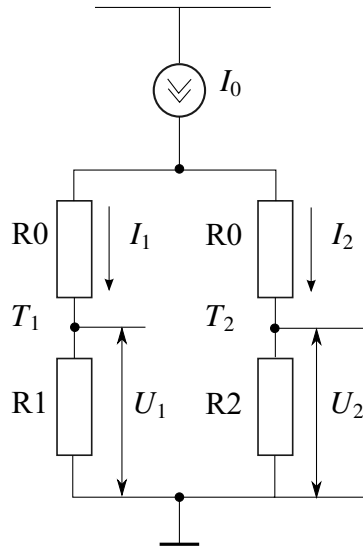


Рисунок 5.4 – Схема симметричного моста постоянного тока

В общем случае при небольшой разнице температур резисторов R_1 и R_2 разбаланс тока пропорционален разности температур $\Delta I = \frac{I_0}{2} \beta \Delta T_{12}$ и токи, протекающие по ветвям моста, будут равны $I_1 = \frac{I_0}{2} [1 - \beta \Delta T_{12}]$; $I_2 = \frac{I_0}{2} [1 + \beta \Delta T_{12}]$, где $\beta = \frac{\alpha}{2(1 + \alpha \bar{T}/2)}$.

Учитывая, что резисторы разогреваются джоулевым теплом, для разности температур резисторов можно записать:

$$\Delta T_{12} = \Delta T_1 - \Delta T_2 = \frac{I_1^2}{R_0 [1 + \alpha (\bar{T} + \Delta T_{12})]} R_{T1} - \frac{I_2^2}{R_0 [1 + \alpha (\bar{T} - \Delta T_{12})]} R_{T2}. \quad (5.24)$$

Для упрощения дальнейшего анализа будем считать, что $\bar{T} \gg \Delta T_{12}$ и

$$R1 = R2 \approx R_0 [1 + \alpha \bar{T}] = R. \quad (5.25)$$

Подставляя (5.24) в выражение для разбаланса тока с учетом (5.25), получим уравнение для нахождения величины разбаланса тока:

$$\Delta I = \frac{\beta I_0}{2R} \left[(I_0 + \Delta I)^2 R_{T1} - (I_0 - \Delta I)^2 R_{T2} \right]. \quad (5.26)$$

Решая (5.26) в линейном приближении относительно ΔI , получим

$$\Delta I = \frac{\beta I_0}{2R} \frac{I_0(R_{T1} - R_{T2})}{[1 - (2\beta I_0/R)(R_{T1} + R_{T2})]}, \quad (5.27)$$

и, соответственно, разбаланс напряжений на резисторах ЧЭ, обусловленный саморазогревом ЧЭ, в стационарном режиме будет равен:

$$\Delta U = \beta I_0 \frac{I_0(R_{T1} - R_{T2})}{[1 - (2\beta I_0/R)(R_{T1} + R_{T2})]}. \quad (5.28)$$

Поскольку падение напряжения на ЧЭ при уравновешенном мосте $U_0 = I_0 R/2$, то для относительной погрешности разбаланса моста по напряжению (дрейф нуля), обусловленной саморазогревом ЧЭ, получим следующее выражение:

$$\delta U = \frac{\eta(R_{T1} - R_{T2})}{1 - \eta(R_{T1} + R_{T2})}, \quad (5.29)$$

где $\eta = (2\beta I_0/R)$.

Очевидно, что дрейф нуля пропорционален разности тепловых сопротивлений. Следует отметить, что из выражения (5.29) следует также, что, чем больше тепловое сопротивление ЧЭ, тем больше погрешность температурного разбаланса.

Величину разбаланса моста в стационарном режиме можно использовать для оценки разности тепловых сопротивлений элементов моста [82, 84]. Поскольку значения тепловых сопротивлений ЧЭ неизвестны и измерить их каким-либо способом чаще всего невозможно, то в этом случае можно предложить следующий алгоритм. Измерив относительный разбаланс напряжений при двух различных токах I_1 и I_2 , получим систему уравнений:

$$\begin{aligned} \delta U_1 &= \frac{\eta_1(R_{T1} - R_{T2})}{1 - \eta_1(R_{T1} + R_{T2})}, \\ \delta U_2 &= \frac{\eta_2(R_{T1} - R_{T2})}{1 - \eta_2(R_{T1} + R_{T2})}. \end{aligned}$$

Полученную систему нетрудно разрешить относительно неизвестной разности тепловых сопротивлений:

$$R_{T1} - R_{T2} = \frac{\delta U_1}{\eta_1} \left(1 - \frac{b-1}{b-k} \right), \quad (5.30)$$

где $b = \delta_2/\delta U_1$ и $k = \eta_2/\eta_1 \approx I_2/I_1$.

Для проверки полученных соотношений измерялся разбаланс по напряжению резистивного моста с резисторами одного номинала: $R_1(T_0) = R_2(T_0) = R_0 = 100$ Ом. Предельная мощность всех резисторов, кроме R_1 , была равна 2 Вт и их температура практически не изменялась вплоть до токов 100 мА. В измерительное плечо включались резисторы R_1 с различной предельной рассеиваемой мощностью. Мост балансировался при полном токе 20 мА, затем ток источника увеличивался до 60 мА и измерялась разность напряжений $\Delta U = U_1 - U_2$. Результаты измерений приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Разбаланс резистивного моста при токе 60 мА

$P_{\text{пред}}, \text{ Вт}$	0,125	0,5	1,0
$\Delta U, \text{ мВ}$	3,9	3,0	1,4
$\delta U, \%$	0,65	0,5	0,23

Как видно из таблицы, разбаланс моста увеличивается с уменьшением предельной рассеиваемой мощности, что соответствует выражениям (5.28) и (5.29), поскольку тепловые сопротивления резисторов без принудительного охлаждения обратно пропорциональны их предельной рассеиваемой мощности.

Таким образом, погрешности тепловой природы зависят как от тепловых параметров ЧЭ, так и от принципа преобразования.

5.3. Влияние собственного разогрева КМОП-матрицы на измерение спектрального сдвига

В связи с широким применением источников узкополосного оптического излучения (лазеров и светодиодов) в контрольно-измерительных и телекоммуникационных системах и повышением требований к стабильности характеристик этих источников актуальной задачей является разработка быстродействующих и точных средств измерения параметров спектра оптического излучения [12, 62, 69, 85, 111]. Для точного измерения параметров спектра излучения лазеров и светодиодов (СИД) используются спектроанализаторы, монохроматоры, полихроматоры и другие приборы с дисперсионными элементами. В качестве регистрирующих фотоприемных устройств в таких приборах применяются многоэлементные фотоприемники: фотодиодные или ПЗС-линейки, ПЗС-матрицы и др. [12, 50, 62, 69, 111]. В последние годы активно разрабатываются оптоэлектронные измерительные приборы, в состав которых входят фотоприемные устройства на основе КМОП-матриц, которые имеют ряд преимуществ по сравнению с ПЗС-матрицами [6, 56]. При проведении спектрометрических исследований КМОП-матрицу размещают в выходной фокальной плоскости спектрометра, и на фоточувствительную область КМОП-матрицы проецируется спектр поступающего на вход спектрометра излучения. Использование различных режимов считывания информации с пикселей КМОП-матрицы и специальных алгоритмов обработки массивов данных (например, построчного усреднения) позволяет повысить точность измерения параметров спектра оптических сигналов. При этом необходимо учитывать большое число факторов, влияющих на погрешность определения параметров спектра по сигналам многоэлементного фотоприемника: разброс спектральной чувствительности и собственные электрические шумы фотоприемных ячеек (пикселей), время экспонирования излучения, изменение температуры матрицы в процессе измерения, механические колебания элементов конструкции установки, изменение параметров среды между

источником и приемником и др. Влияние шумов фотоприемных ячеек ПЗС-линей на погрешность определения параметров спектра узкополосных оптических сигналов брэгговских датчиков рассматривалась в ряде работ [12, 111]. В [50] исследовано влияние на точность измерения координат изображения на ПЗС-матрице термодетформации конструкции матрицы в результате ее саморазогрева после включения. Установлена высокая изотропность деформаций матрицы в процессе саморазогрева.

В работе ставилась цель – провести экспериментальную оценку влияния на погрешность определения параметров спектра узкополосных оптических сигналов собственного разогрева КМОП-матрицы в процессе измерения.

Для исследований была создана экспериментальная установка на базе спектрофотометра СФ-46, структурная схема которой показана на рисунке 4.6. Вместо выходной щели спектрофотометра установлена оптическая система, обеспечивающая проецирование изображения спектра входного излучения на фоточувствительную область исследуемого многоэлементного фотоприемного устройства на основе КМОП-матрицы True 2.0 Mega Pixels CMOS Sensor цифровой камеры Cubeternet GL-UPC822 UVC с чувствительным элементом формата 1/6" и размерами кристалла 2,4x1,8 мм. Выбор матрицы обусловлен тем, что она установлена непосредственно на печатной плате без теплоотвода. Интерфейс управления позволяет изменять время экспозиции $\tau_{\text{Э}}$ и длительность паузы $\tau_{\text{П}}$ между опросами фотоприемника в широком диапазоне.

Особенностью теплового режима работы КМОП-матриц является то, что в режиме паузы между опросами фотоприемника и в режиме экспозиции КМОП-матрица электрическую мощность практически не потребляет, и тепло в ее кристалле не выделяется, при считывании кадра активные в течение времени $\tau_{\text{К}}$ элементы КМОП-матрицы потребляют электрическую мощность, величина которой P_m определяется тактовой частотой считывания информации.

Фоточувствительная область КМОП-матрицы содержит 480 строк по 640 пикселей в каждой строке с размером пикселя 3,75 мкм. Параметры фокусирую-

щей системы и расстояние, на котором размещается рабочая плоскость матрицы, выбирается таким образом, что бы на нее проецировалась основная часть спектра СИД. В качестве источника излучения были использованы СИД SMD типа FYLS-3528UR высокой яркости, обеспечивающие достаточную для фотоприемника мощность излучения при сверхнизком значении тока [6]. Спектр СИД проецируется строго вдоль строк матрицы и уровень сигналов пикселей матрицы вдоль строки будет изменяться пропорционально интенсивности соответствующей спектральной составляющей излучения. Если ширину спектра СИД спроецированного на поле матрицы обозначить $\Delta\lambda_{LED}$, то на каждый пиксель столбца матрицы будет приходиться излучение, соответствующее части спектра шириной $\Delta\lambda_{LED}/M$, где M — число столбцов матрицы. Таким образом, информация о длине волны спектра содержится в номере столбца матрицы; центральной длине волны спектра излучения соответствует номер столбца с максимальным уровнем сигнала. Для определения этого максимума при наличии шума использовались известные алгоритмы обработки, применяемые для отыскания максимума спектра для фотоприемных линеек [12, 62]. Для снижения погрешности, обусловленной разбросом фоточувствительности пикселей, применялось усреднение по столбцам значений сигналов.

В результате предварительного анализа факторов, влияющих на нагрев фотоприемника, были выбраны следующие условия проведения эксперимента.

а) Неизменный уровень излучения на всем протяжении эксперимента. Для этого СИД питается стабилизированным током минимального значения. Это исключает собственный разогрев СИД и связанный с этим сдвиг спектра излучения;

б) Стабильный температурный режим в рабочей зоне спектрофотометра для устранения термомеханических воздействий на оптическую систему обеспечивался термоизоляцией фотоприемника от элементов оптической системы;

в) Фиксированное время экспозиции кадра, так как потребляемая фотоприемником мощность и, следовательно, температура нагрева, зависят от частоты

опроса и времени экспозиции, то опытным путем по порогу чувствительности матрицы были определены минимальное время экспозиции, равное 98 мс, и минимальный ток СИД – 49 мкА;

г) Визуальная юстировка оптической системы с симметричным размещением изображения на рабочем поле КМОП-матрицы.

После стабилизации в течение достаточно длительного времени параметров излучателя производилось включение исследуемой КМОП-матрицы. Компьютер по заданной программе считывал изображение с КМОП-матрицы и автоматически определял положение максимума спектра. Максимум спектра определялся по следующему алгоритму: изображение из цветного преобразовывалось в градации серого, затем сигналы с пикселей усреднялись по столбцам. Номер столбца, для которого среднее значение сигнала было наибольшим, принимался за координату положения максимума спектра и записывался в файл. По результатам предварительных измерений с помощью спектрофотометра USB2000 ширина спектра СИД по уровню 0,5 составила примерно 70 нм. Расстояние до матрицы подбиралось таким образом, что 1 пиксель соответствовал полосе спектра шириной 0,153 нм. Полученные и обработанные таким образом результаты приведены на рисунках 5.5 и 5.6.

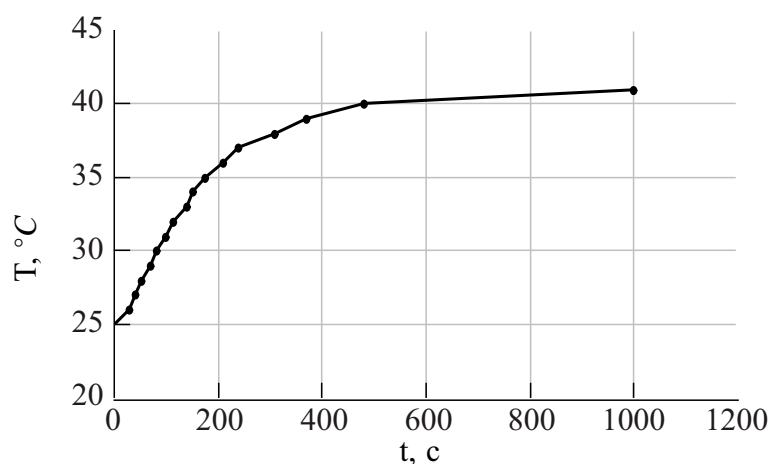


Рисунок 5.5 – Зависимость температуры фотоприемника от времени работы

На рисунке 5.5 показана зависимость температуры в центре рабочей поверхности КМОП-матрицы, измеренная термопарой контактным способом с по-

грешностью $\pm 1^\circ\text{C}$ от времени работы фотоприемника при минимальном времени экспозиции и скорости записи видеопотока 30 кадров/с. Изменение приращения температуры (перегрева) в центре кристалла матрицы хорошо описывается выражением

$$\Delta T(t) = \Delta T_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_T}}\right),$$

где $\Delta T_m = R_T \bar{P}$ — максимальный перегрев в центре рабочей поверхности матрицы, R_T — тепловое сопротивление, τ_T — тепловая постоянная времени переход-среда КМОП-матрицы, $\bar{P}$ — средняя мощность потребляемая матрицей, которая находится по формуле $\bar{P} = P_m(\tau_K/T_{\text{Ц}})$, где $T_{\text{Ц}} = \tau_{\text{П}} + \tau_{\text{Э}} + \tau_{\text{К}}$ — длительность одного цикла считывания информации. Для данной конструкции фотоприемника тепловая постоянная времени переход-среда матрицы составила примерно 200 с, за это время тепловой поток достигает границы корпуса фотоприемника и в его конструкции устанавливается стационарный тепловой режим.

На рисунке 5.6 приведена зависимость положения максимума спектра от времени работы КМОП-матрицы при минимальном времени экспозиции. Максимальное смещение максимума соответствует расстоянию между двумя пикселями, то есть примерно 7–8 мкм. Из сопоставления графиков на рисунках 5.5 и 5.6 видно, что темп смещения максимума спектра совпадает с темпом изменения температуры КМОП-матрицы. Это позволяет утверждать, что основной причиной наблюдаемого смещения максимума спектра является термодетформация фотоприемника в результате ее саморазогрева. Одностороннее (изотропное) смещение положения максимума спектра определяется, по нашему мнению, способом закрепления фотоприемника. При продольном размере фотоприемника 2 см и увеличении температуры примерно на 20 К тепловое расширение на 8 мкм соответствует температурному коэффициенту алюминия $2 \cdot 10^{-5} \text{K}^{-1}$. Аналогичный эффект изотропного смещения изображения наблюдался авторами [50] для ПЗС-матрицы. При пересчете к длине волны излучения абсолютная ошибка, вызванная собственным нагревом исследуемого фотоприемника, при минимально

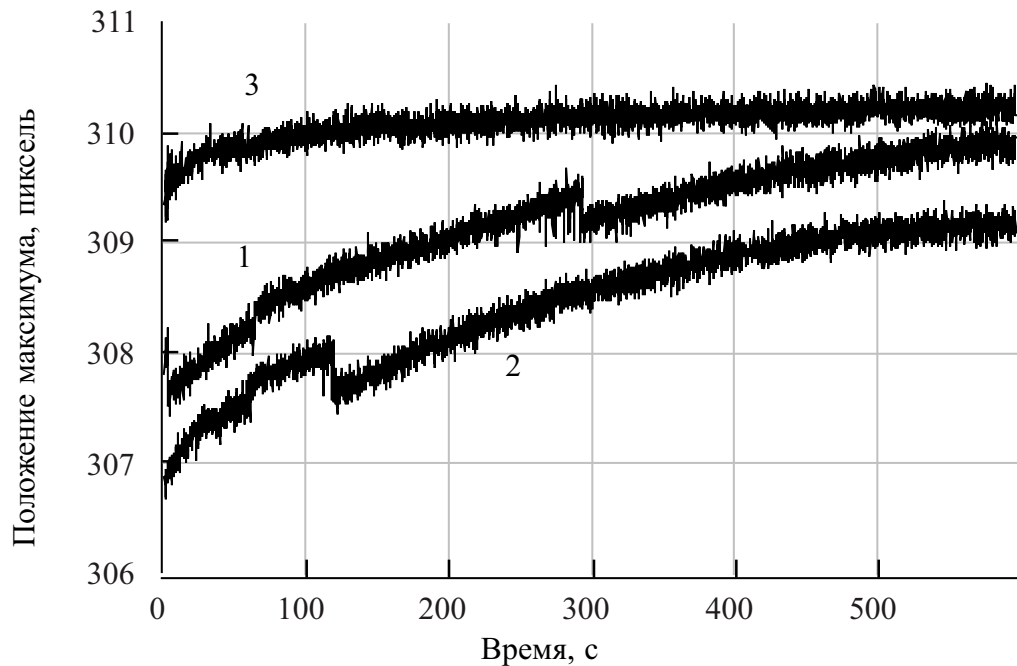


Рисунок 5.6 – Зависимость положения максимума спектра $x_{\text{макс}}$ от времени работы, 1 пиксель равен 0,153 нм. 1) - Запуск измерения через 60 минут после включения светодиода; 2) — запуск через 10 минут после первого измерения (линия дополнительно смещена вниз на 1 пиксель для лучшего отображения); 3) — запуск через 5 секунд после второго измерения (матрица успела незначительно остыть)

допустимом времени экспозиции 98 мс не превышает 0,74 нм. Наблюдаемые скачки на зависимости максимума спектра от времени определяются, на наш взгляд, дискретной структурой фотоприемника, в результате перехода максимума спектра излучения исследуемого СИД на следующий столбец КМОП-матрицы.

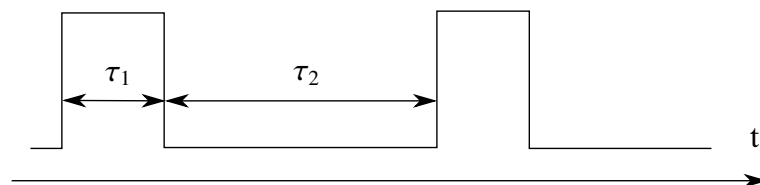


Рисунок 5.7 – Временная диаграмма работы матрицы

Для оценки влияния на погрешность, вносимую собственным разогревом КМОП-матрицы, длительности паузы $\tau_{\text{П}}$ между запросами фотоприемника и

времени экспозиции τ_{Σ} , были исследованы зависимости положения максимума спектра от времени работы при фиксированных значениях времени экспозиции. Временная диаграмма работы матрицы показана на рисунке 5.7. Время паузы $\tau_2 = \tau_{\Pi}$ устанавливается программной задержкой. Время экспозиции одного кадра для данного типа КМОП-матрицы $\tau_1 = \tau_{\Sigma}$ может изменяться от 1 мс до 2500 мс через интерфейс камеры. Серии измерений проведены для τ_{Σ} равных 248 и 2500 мс, при различных τ_{Π} равных 10, 100, 1000 мс. Значение τ_{Σ} равное 248 мс – среднее значение экспозиции при скорости записи видеопотока 30 кадров/с. Результаты эксперимента приведены на рисунке 5.8. Из рисунка видно, что при большом времени экспозиции τ_{Σ} равном 2500 мс смещение максимума спектра за время поведения эксперимента заметно меньше, чем при времени экспозиции 248 мс. Уменьшается и нестабильность положения максимума в процессе измерений. В предлагаемой модели это объясняется уменьшением средней мощностью рассеиваемой матрицей. При малом времени экспозиции $\tau_1=248$ мс средняя рассеиваемая мощность возрастает и общее смещение спектра увеличивается.

При малом времени экспозиции на начальном участке переходной характеристики до 200 с наблюдались большие скачки максимума спектра, что вероятно определяется большими пульсациями температуры кристалла до выхода матрицы в регулярный тепловой режим. При пересчете смещения к длине волны излучения для времени экспозиции равного 248 мс ошибка определения длины волны в максимуме спектра не превышает 0,61 нм. При увеличении времени экспозиции на порядок ошибка уменьшается в четыре раза (до 0,153 нм) и не превышает минимально возможного значения, соответствующего 1 пикселю.

Таким образом, применение фотоприемных КМОП-матриц в спектрофотометрических установках позволяет определять длину волны в максимуме спектра с точностью соответствующей одному пикселю за счет усреднения сигналов по столбцам. Наибольшее влияние на погрешность определения длины волны излучения в максимуме спектра, вызванную саморазогревом КМОП-матрицы,

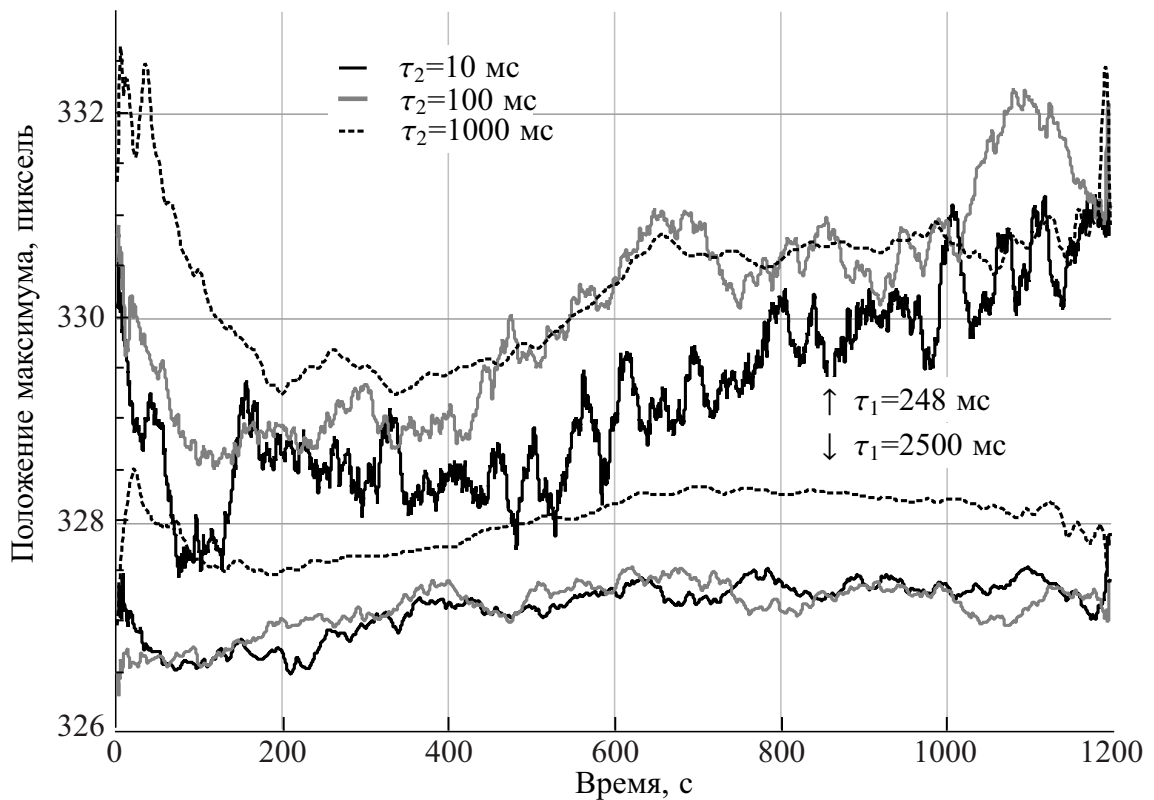


Рисунок 5.8 – Зависимость положения максимума спектра $x_{\text{макс}}$ от времени работы при различной скважности, 1 пиксель равен 0,153 нм (τ_1 – время экспозиции, τ_2 – пауза между запросами на считывание)

оказывает время экспозиции кадра. Для выполнения прецизионных измерений необходимо либо использовать большое время экспозиции при малом времени считывания, либо (если условия задачи ограничивают время экспозиции) предварительно вывести фотоприемник в стационарный тепловой режим, задав минимальное время экспозиции [13, 43].

Выводы

Погрешности тепловой природы зависят как от тепловых параметров датчиков, так и от принципа преобразования.

При ступенчатом включении преобразователя с различными тепловыми постоянными времени датчиков погрешность тепловой природы достигает максимума в некоторый момент времени, зависящий от отношения тепловых посто-

янных времени, и может существенно превышать погрешность в стационарном режиме.

Приведенные оценки погрешностей дифференциального ФД показали, что погрешность тепловой природы имеет мультипликативный характер и зависит от размеров светового пятна. Для преобразователей мостового типа температурный дрейф нуля пропорционален разности тепловых сопротивлений чувствительных элементов, причем чем больше суммарное тепловое сопротивление датчиков, тем больше величина температурного разбаланса.

Разработана методика и проведены исследования влияния собственного разогрева КМОП-фотоприемника на измерения спектрального сдвига. Показано, что при увеличении скорости считывания информации происходит нагрев КМОП-матрицы, который приводит к деформации фотоприемника. Проведены оценка вносимой погрешности. Наибольшее влияние на погрешность определения длины волны излучения в максимуме спектра, вызванную саморазогревом КМОП-матрицы, оказывает время экспозиции кадра.

Заключение

1. Применение преобразования Хартли позволяет повысить точность определения частоты слабого сигнала дифференциальных датчиков на фоне синфазных помех в 5-8 раз, а помехоустойчивость на 20 дБ по сравнению с традиционным алгоритмом с использованием максимума энергетического спектра без уменьшения быстродействия.

2. Применение дифференциальной схемы включения и способа преобразования сигнала линейного позиционно-чувствительного фотоэлектрического преобразователя в разность фаз гармонического сигнала позволяет уменьшить погрешность измерения сдвига светового пятна на 10–15% по сравнению с известным способом преобразования сдвига в напряжение.

3. Предложен способ повышения помехозащищенности и чувствительности при измерении деформаций кольцевого упругого элемента весоизмерительного устройства за счет применения ПЗС-линейки.

4. Проведены анализ и моделирование влияния аддитивного, мультипликативного и смешанного шума на погрешность корреляционного метода для нефинитных сигналов. Выявлено и экспериментально подтверждено, что при наличии шумов существует такое значение ширины опорной функции при которой стандартное отклонение корреляционной функции минимально.

5. Разработаны способы и устройства для измерения температурного сдвига спектра светодиода в начале нагрева по сигналам КМОП-линейки или КМОП-матрицы.

6. Проведен анализ погрешности тепловой природы преобразователей с дифференциальным включением чувствительных элементов в динамическом режиме. При ступенчатом включении преобразователя с различными тепловыми постоянными времени чувствительных элементов погрешность тепловой природы достигает максимума в некоторый момент времени, зависящий от отношения

тепловых постоянных времени чувствительных элементов, и может существенно превышать погрешность в стационарном режиме.

7. Разработана методика и проведены исследования влияния собственного разогрева фотоприемника на измерения спектрального сдвига. Выявлено, что наибольшее влияние на погрешность определения длины волны излучения в максимуме спектра, вызванную саморазогревом КМОП-матрицы, оказывает время экспозиции кадра.

Список литературы

1. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. — М. : Издательский дом «Вильямс», 2004. — С. 992. — ил.
2. Новиков С. Г., Гурин Н. Т., Беринцев А. В. и др. Активный координатно-чувствительный фотоприемник с комбинированным фотоэффектом // Нано-и микросистемная техника. — 2013. — № 5. — С. 42–44.
3. Аристов П. А. Возможность использования струйного автогенератора для измерения малых расходов газов // Приборы и системы управления. — 1997. — № 11. — С. 22–24.
4. Струйный автогенераторный расходомер-счетчик : пат. 2129256 Российская федерация. / Аристов П. А., Белоусов Г. В. ; заявитель и патентообладатель 98111209/28 ; заявл. 10.6.1998 ; опубл. 20.4.1998.
5. Березин В. В., Цыцулин А. К. Обнаружение и оценивание координат изображений точечных объектов в задачах астронавигации и адаптивной оптики // Вестник ТОГУ. — 2008. — № 1 (8). — С. 11–20.
6. Беринцев А. В., Новиков С. Г., Федоров И. С. Исследование яркости SMD светодиодов при повышенных температурах в режиме стабилизации напряжения // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. — 2012. — Т. 14, № 4(4). — С. 1005.
7. Бехтин Ю. С., Гурьева М. Н. Коррекция геометрического шума матричных фотоприемников на основе вейвлет-преобразования // Известия Юго-Западного государственного университета. — 2013. — № 5 (50). — С. 57–61.
8. Брейсуэлл Р. Н., Бьюнеман О., и др. Быстрое двумерное преобразование хартли. // ТИИЭР. — 1986. — Т. 74, № 9.
9. Брейсуэлл Р. Н. Преобразование Хартли. Теория и приложения. — М. : Мир, 1990. — С. 175.
10. Брондз Д. С., Харитонов Е. Н. Коррекция геометрического шума МФПУ

- с помощью аппроксимации методом наименьших квадратов передаточных характеристик матрицы полиномом t -го порядка // ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ. — 2008. — № 11.
11. Вебер К. КМОП: готов к телевидению уже сегодня. — 2012. — 2. — URL: http://www.grassvalley.com/docs/WhitePapers/broadcast/cameras/ldk3000plus/CAM-4073M-RU_CMOS_Whitepaper.pdf.
 12. Веснин В. Л., Черторийский А. А., Экке В. Контрольно-измерительные системы на основе волоконно-оптических брэгговских датчиков // Радиотехника и электроника. — 2005. — Т. 50, № 6. — С. 751–758.
 13. Сергеев В. А., Беринцев А. В., Новиков С. Г., Черторийский А. А. Влияние собственного разогрева фотоприемной КМОП-матрицы на погрешность измерения параметров спектра оптического излучения // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. — 2014. — Т. 16, № 4(3). — С. 619–623. — Конференция «Современные наукоемкие инновационные технологии», Самара, 2014. — 2-4 декабря.
 14. Грушко Н. С., Вострецова Л. Н., Амброзович А. С., Кагарманов А. С. Влияние температуры на ампер-яркостные характеристики светодиодной структуры на основе InGaN // Физика и техника полупроводников. — 2009, том 43, вып. 10. — Т. 10, № 43.
 15. Петухов А. А., Ильинская Н. Д., Кижаяев С. С. и др. Влияние температуры на электролюминесцентные свойства flip-chip светодиодов среднего ИК-диапазона ($\lambda_{\text{max}} = 3.4$ мкм) на основе гетероструктуры InAs/InAsSbP // Физика и техника полупроводников. — 2011. — Т. 45, № 11. — С. 1560.
 16. Волгин Л. И. Основы метрологии, оценка погрешностей результатов измерений, схемотехника измерительных преобразователей: Учебное пособие по курсу «Основы метрологии и электрические измерения». — М. : МГУС, 2001. — С. 108.
 17. Окости Т., Окамото К., Оцу М. и др. Волоконно-оптические датчики / Под ред. Т. Окости. — Л. : Энергоатомиздат, 1990. — С. 256. — ил.

18. Волоконно-оптические датчики. Вводный курс для инженеров и научных работников / Под ред. Э. Удд. — М. : Техносфера, 2008. — С. 520.
19. Злодеев И. В., Иванов О. В., Новиков С. Г., Беринцев А. В. Волоконно-оптические датчики на основе оболочечных мод // VIII конференция молодых ученых «Нанoeлектроника, нанофотоника и нелинейная физика». — Саратов, 2013.
20. Воронов В. В., Григорьев Н. Н., Яловенко А. В. Магнитные компасы. Теория. Конструкция. Девиационные работы. Учебное пособие. — СПб. : Элмор, 2004. — С. 192.
21. Гаман В. И. Физика полупроводниковых приборов. — Томск : Изд-во НТЛ, 2000. — С. 426.
22. Гильярди Р. М., Карп Ш. Оптическая связь. — М. : Связь, 1978.
23. Грачев А. М. Модуляционные радиометры (обзор) // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. — 1991. — № 3. — С. 29–38.
24. Гринев А. Ю., Братчиков А. М., Воронин Е. Н. Построение передающих устройств оптического диапазона волн. — М. : МАИ, 1985.
25. Грицкевич Е. В., Звягинцева П. А. Согласование оптической системы с фотоприемником в измерительных приборах // Вестник СГГА. — 2012. — № 2 (18). — С. 74–80.
26. Гришанов А. В. Оценка погрешностей измерений энергетического центра и расходимости лазерного излучения на компьютерной модели оптико-электронного прибора с матричным фотоприемником // Компьютерная оптика. — 2001. — № 21. — С. 138–142.
27. Гулямов Г., Шарибаев Н. Ю. Температурная зависимость ширины запрещенной зоны Si и связь с тепловым уширением плотности состояний // ФИП PSE. — 2012. — Т. 10, № 2.
28. Гуртов В. А. Оптоэлектроника и волоконная оптика. — Петрозаводск : Изд во ПетрГУ, 2005. — С. 100.

29. Гуртов В. А., Осауленко Р. Н. Физика твердого тела для инженеров: Учеб.пособие. — М. : Техносфера, 2007. — С. 520.
30. Данилов А. А. Методы и средства оценивания нелинейности функции преобразования измерительных преобразователей. — Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2001. — С. 113.
31. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. — М. : Энергоатомиздат, 1987. — С. 392. — Справочное пособие.
32. Донец В. В., Муравский Л. И. Особенности применения приемников излучения в бортовых гиперспектрометрах // Космічна наука і технологія. — 2012. — Т. 18, № 3. — С. 20–37.
33. Емельянов А. М., Соболев Н. А., Шек Е. И. Кремниевые светодиоды, излучающие в области зона-зонных переходов: влияние температуры и величины тока // Физика твердого тела. — 2004. — Т. 46, № 1. — С. 44–48.
34. Журавлев Ю. Н. Активные магнитные подшипники: Теория, расчет, применение. — СПб. : Политехника, 2003. — С. 206.
35. Замятин В. В. Корреляционный анализ измерений координат излучателя в каналах R, G, B фоточувствительной матрицы // Ползуновский альманах. — 2008. — С. 93–99.
36. Замятин В. И., Замятин В. В. Коэффициент корреляции измерения координат излучателя каналов R, G, B цифровых матриц // Ползуновский альманах. — 2008. — № 2. — С. 72–77.
37. Захаров А. И., Никифоров М. Г. Систематические и случайные ошибки определения положения фотоцентров звезд на матричных фотоприемниках // Механика, управление и информатика. — 2011. — № 2. — С. 280–288.
38. Золотарев В. Ф. Безвакуумные аналоги телевизионных трубок. — М. : Энергия, 1972. — С. 216.
39. Золотаревский С. О применимости различных методов измерения расхода для коммерческого учета газа // Энергоанализ и энергоэффективность. —

2006. — № 2 (15).

40. Золотаревский С. А., Гущин О. Г., Иванушкин И. Ю. О применении струйного автогенераторного метода измерения в бытовых счетчиках газа и поверочных установках // Ежегодный сборник научно-технических статей, выпускаемый ООО «ЭЛЬСТЕР измерения в бытовых счетчиках газа Газэлектроника». — 2012.
41. Иванушкин И. Ю. О применимости струйного метода при измерении расхода газа // Сборник статей «Коммерческий учет природного газа. Новое газоизмерительное оборудование и системы». — 2011.
42. Веснин В. Л., Черторийский А. А., Виллш Р. и др. Использование корреляционных методов для обработки данных с волоконно-оптических брэгговских датчиков и анализ возможных ошибок этих методов // Известия Самарского научного центра РАН. — 2003. — Т. 5, № 1. — С. 165–174.
43. Сергеев В. А., Новиков С. Г., Беринцев А. В., Черторийский А. А. Исследование влияния собственного разогрева КМОП-матрицы фотоприемника спектрофотометра на погрешность измерения сдвига спектра // Радиоэлектронная техника: Межвузовский сборник научных трудов/Под. ред. В.А. Сергеева. — 2013. — С. 165–168.
44. Новиков С. Г., Гурин Н. Т., Родионов В. А. и др. Исследование распределенного координатно чувствительного фотоприемника с переменным напряжением питания // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. — 2014. — Т. 16, № 4. — С. 123–126.
45. Беринцев А. В., Злодеев И. В., Иванов О. В., Новиков С. Г. Исследование спектров пропускания длиннопериодных волоконных решеток под воздействием высоких температур // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. — 2012. — Т. 14, № 4(4). — С. 1081–1085.
46. Йесперса П., Ван де Виле Ф. Полупроводниковые формирователи сигналов изображения / Под ред. Р.А. Сирус. — М. : Мир, 1979.

47. Кнеллер В. Ю., Боровских Л. П. Определение параметров многоэлементных двухполюсников. — М. : Энергоатомиздат, 1986. — С. 144.
48. Конник М. В., Маныкин Э. А., Стариков С. Н. Расширение возможностей коммерческой цифровой фотокамеры для регистрации пространственных распределений лазерного излучения // Квант. электроника. — 2010. — Т. 4, № 40. — С. 314–320.
49. Координатно-чувствительный фотоприемник с комбинированным фотоэффектом : пат. 121960 Российская Федерация. / Гурин Н. Т., Родионов В. А., Штанько А. А. и др. ; опубл. 10.11.2012.
50. Королев А. Н., Гарцуев А. И. Точность измерения координат изображения на пзс-матрице // Измерительная техника. — 2004. — № 5. — С. 20–22.
51. Брашеван Ю. В., Зинис К. А., Утенков А. А. и др. Коррекция неоднородности характеристик многоэлементных кремниевых приемников // Тепло-видение: Межотраслевой сб. научн. тр. — 2000. — № 13. — С. 144–148.
52. Кремлевский П. П. Расходомеры и счетчики количества веществ: Справочник: Кн. 2 / Под ред. Е. А. Шорников. — СПб. : Политехника, 2004. — С. 41. — 5-е изд., перераб. и доп.
53. Кристофер Р., Нейманн Х. Технология мультисенсорных координатных измерений. — CV Corporate Media, 2004.
54. Кружилов И. С. О влияние относительного размера изображения на погрешность определения координат // Компьютерная оптика. — 2009. — Т. 33, № 2. — С. 210–215.
55. Кузьмин С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. — М. : Радио и связь, 1986. — С. 352.
56. Лавров Б. П., Михайлов А. С., Умрихин И. С. Спектрометр высокой разрешающей силы с цифровой фоторегистацией на базе спектрографа ДФС-8 // Оптический журнал. — 2011. — № 3. — С. 34–42.
57. Лебедев И. В., Трескунов С. Л., Яковенко В. С. Элементы струйной автоматики. — М. : Машиностроение, 1973. — С. 360.

58. Луценко Е. Температура перегрева активной области коммерческих светодиодов и светодиодов с прямым жидкостным охлаждением чипа // Полупроводниковая светотехника. — 2011. — № 2. — С. 26–29.
59. Манцветов А. А., Цыцулин А. К. Телекамеры на кмоп фотоприёмниках // Вопросы радиоэлектроники. — 2006. — № 2. — С. 70–89.
60. Маркович И. И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. — Ростов н/Д : Издательство Южного федерального университета, 2012. — С. 236.
61. Мартяшин А. И., Свистунов Б. Л., Шляндин В. М. Принцип построения преобразователей выходных величин параметрических датчиков // Всесоюзная конференция по измерительным информационным системам «ИИС-77». Тезисы докладов. — Баку, 1978. — С. 25.
62. Королев А. Н., Гарцуев А. И., Полищук Г. С., Трегуб В. П. Метрологические исследования и выбор формы оптической марки в цифровых измерительных системах // Оптический журнал. — 2010. — № 6. — С. 25–27.
63. Мирский Г. Я. Электронные изменения: 4-е изд. перераб. и доп. — М. : Радио и связь, 1986. — С. 440.
64. Никифоров С. Г. Температура в жизни и работе светодиодов // Компоненты и технологии. — 2005. — № 9.
65. Никифоров С. Г. Теперь электроны можно увидеть: светодиоды делают электрический ток очень заметным // Компоненты и технологии. — 2006. — № 3.
66. Новиков С. Г., Беринцев А. В., Федоров И. С. Исследование яркости SMD светодиодов при повышенных температурах в режиме стабилизации напряжения // 9-ая Всероссийская конференция «Нитриды галлия, индия и алюминия: структуры и приборы». — Москва, 2013. — 13-15 июня.
67. Новиков С. Г., Гурин Н. Т. Позиционно- и координатно-чувствительные полупроводниковые фотоприемники с отрицательной дифференциальной проводимостью. — Ульяновск : УлГУ, 2012. — С. 152.

68. Овчинников А. М., Ильин А. А., Ю. О. М. Принцип работы и устройство активно-пиксельных датчиков, ИПМ им. М.В. Келдыша РАН, Препринт. — URL: http://www.keldysh.ru/papers/2003/prep85/prep2003_85.html.
69. Горбунов Г. Г., Сивяков И. Н., Таганов О. К., Шилов В. Б. Особенности использования многоэлементных приемников в фурье-спектрометрии // Известия вузов. Приборостроение. — 2008. — № 9. — С. 60–65.
70. Пергамент М. И. Методы исследований в экспериментальной физике: Учебное пособие. — Долгопрудный : Издательский дом "Интеллект 2010. — С. 304.
71. Передельский Г. И., Иванов В. И. Мостовая цепь с расширенными функциональными возможностями // Изв. вузов. Приборостроение. — 2010. — Т. 53, № 1. — С. 40–45.
72. Петропавловский Ю. Особенности применения ПЗС матриц с межстрочным переносом // Компоненты и технологии. — 2009. — № 5.
73. Новиков С. Г., Гурин Н. Т., Беринцев А. В. и др. Полупроводниковые фотопреобразователи координат и углов с отрицательной дифференциальной проводимостью // Нано- и микросистемная техника. — 2013. — № 3. — С. 33–36.
74. Расходомер-счетчик РС-СПА. ТУ 4213-009-17858566-01. Протокол испытаний : Отчет / ГАЗТУРБавтоматика. — М. : 2002.
75. Рычажников А. Е. Особенности работы КМОП фотоприемника в режиме бегущего электронного затвора // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ» - Издательство СПбГЭТУ. — 2008. — № 1.
76. Самарин А. А. Позиционно-чувствительные фотодатчики // Электронные компоненты. — 2003. — № 7. — С. 103–105.
77. Свечников С. В., Смовж А. К., Каганович Э. Б. Фотопотенциометры и функциональные фоторезисторы. — М. : Сов.радио, 1978. — С. 184.
78. Секен К., Томпсет М. Приборы с переносом заряда / Под ред. В.В. Поспелов, Р.А. Сирус. — М. : Мир, 1978.

79. Семенов М. В. Низкочастотный дифференциальный магнитометр // Измерительная техника. — 1975. — № 5. — С. 59–61.
80. Сергеев В. А. Влияние разброса теплофизических параметров транзисторов на характеристики симметричных транзисторных схем // Радіоелектроніка, Інформатика, Управління (Запоріжжє). — 2001. — № 1. — С. 18–22.
81. Сергеев В. А. Моделирование и анализ тепловых состояний симметричных двухэлементных систем с температурозависимыми источниками энергии // Континуальные логико-алгебраические исчисления и нейроматематика в науке, технике и экономике: Труды международной конференции / Под ред. Л.И. Волгина. — 2001. — Т. 3. — С. 124–126.
82. Способ измерения теплового сопротивления двухполюсников с известным положительным температурным коэффициентом тока : пат. 2166764 РФ. / Сергеев В. А. ; заявитель и патентообладатель Ульяновский государственный технический университет ; заявл. 11.01.2000 ; опубл. 10.05.2001, Бюл. №13.
83. Сергеев В. А. Погрешности тепловой природы измерительных преобразователей с дифференциальным включением датчиков // Датчики и системы. — 2003. — № 2. — С. 11–14.
84. Способ измерения теплового сопротивления двухполюсников : пат. 2206900 РФ. / Сергеев В. А. ; заявитель и патентообладатель Ульяновский государственный технический университет ; заявл. 15.02.2002 ; опубл. 20.06.2003, Бюл. №17.
85. Сергеев В. А., Рогов В. Н., Ульянов А. В. Методические погрешности определения параметров спектра светодиодов двумя фотоприемниками // Измерительная техника. — 2013. — № 4. — С. 42–45.
86. Способ и устройство для измерения переходных тепловых характеристик светоизлучающих диодов : пат. 2523731 Российская Федерация. / Сергеев В. А., Черторийский А. А., Беринцев А. В. ; заявл. 05.02.2013 ; опубл. 20.07.2014.

87. Сеулеков А. В. Аналитический обзор видеокамер на пзс и кмоп фотоприемниках, применяемых для исследования параметров динамических процессов // Ползуновский альманах. — 2013. — № 1. — С. 106–112.
88. Смирнов С. В., Саврук Е. В., С. Г. Ю. Температурная зависимость спектров излучения светодиодов белого свечения на основе нитрида и его твердых растворов галлия // Доклады ТУСУРа. — 2011. — № 2(24), часть 2. — С. 55–58.
89. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. — М. : Додэка-XXI, 2012. — С. 720.
90. Сокольников А. В., Игошев С. О., Траксова В. В. Определения температуры перехода в гетероструктуре сверхяркого светодиода // Электроника и информационные технологии. — 2011. — № 2 (9).
91. Горячев С. В., Исакаев Э. Х., Мясников М. И., Чиннов В. Ф. Спектральные измерения локальных параметров плазмы с использованием ПЗС-матриц // Оптика и спектроскопия. — 2008. — Т. 105, № 6. — С. 918.
92. Струйный автогенераторный расходомер-счетчик : пат. 2422776 Российская Федерация. / Черторийский А. А, Сергеев В. А., Аристов П. А. и др. ; заявл. 23.03.2009 ; опубл. 27.06.2011.
93. Стучебников В. М. Физико-технологические методы оптимизации метрологических характеристик полупроводниковых тензопреобразователей // Датчики систем измерения, контроля и управления. — 1985. — Т. 5. — С. 15–25. — Межвуз. Сборник научных трудов. Пенза: ППИ.
94. Стучебников В. М. О нормировании температурной погрешности тензорезисторных полупроводниковых датчиков // Датчики и системы. — 2004. — № 9. — С. 15–19.
95. Устройство для определения температуры активной области светоизлучающих приборов : пат. А.с. 1586401 СССР, МКИ G01R 31/26. . / Сукач Г. А., Сыпко Н. И., Гладаревский В. М. ; заявл. 1988 ; опубл. 1990.

96. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. — М. : Мир, 1982. — С. 512.
97. Трескунов С. Л., Аристов П. А., Барыкин Н. А. Струйные автогенераторные расходомеры - новый тип измерителей расхода // Приборы и системы управления. — 1990. — № 11. — С. 32–34.
98. Тришенков М. А. Фотоприемные устройства и ПЗС. — М. : Радио и связь, 1992.
99. Фаянс А. М. Возможности однозначного определения параметров объектов, представимых многоэлементными RLC-двухполюсниками по характеристикам переходного процесса // Труды Российской конференции с международным участием "Технические и программные средства системы управления, контроля и измерения"(УКИ'10, Москва). — М.: ИПУ РАН, 2010. — С. 236–237.
100. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т. 1 - 3. Пер. с англ. - 4-е изд. перераб. и доп. — М. : Мир, 1993.
101. Хохлов А. В., Бровко А. В. Прецизионные дифференциально- коммутационные радиополяриметры свч- и квч- диапазонов. практические реализации и перспективы использования // Приборы и техника эксперимента. — 2000. — № 3. — С. 88–97.
102. Чаплыгин Э. И., Земсков Ю. В. Корзин В. В. Математическая модель струйного расходомера // Журнал технической физики. — 2004. — Т. 74, № 6. — С. 16–19.
103. Способ определения частоты узкополосного сигнала : пат. 2442178 Российская Федерация. / Черторийский А. А, Беринцев А. В. ; заявл. 29.12.2009 ; опубл. 10.02.2011.
104. Черторийский А. А., Беринцев А. В. Оптический способ измерения деформации кольцевого упругого элемента // Радиоэлектронная техника: Межвузовский сборник научных трудов/Под. ред. В.А. Сергеева. — 2013. — С. 86–92.

105. Черторийский А. А., Веснин В. Л., Беринцев А. В. Особенности корреляционной обработки сигналов датчиков на основе волоконно-оптических брэгговских решеток // Радиоэлектронная техника: Межвузовский сборник научных трудов/Под. ред. В.А. Сергеева. — 2011. — С. 193–198.
106. Черторийский А. А., Сергеев В. А., Беринцев А. В. Устройство обработки сигналов струйного расходомера-счетчика // Радиоэлектронная техника: Межвузовский сборник научных трудов/Под. ред. В.А. Сергеева. — 2009. — С. 121–126.
107. Черторийский А. А., Сергеев В. А., Беринцев А. В. Измерение частоты слабых сигналов дифференциально включенных датчиков на фоне больших синфазных помех // Датчики и системы. — 2011. — № 9. — С. 44–47.
108. Шахов Э. К., Михотин В. Д. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения. — М. : Энергоатомиздат, 1986. — С. 144.
109. Широкоформатные КМОП сенсоры с активными пикселями для цифровой рентгенографии. — URL: <http://www.azimp.ru/articles/applications/98/>.
110. Шуберт Ф. Светодиоды / Под ред. А. Э. Юновича. — М. : Физматлит, 2008. — С. 496.
111. Экке В., Черторийский А. А., Веснин В. Л. Быстродействующая измерительная система на основе волоконно-оптических брэгговских датчиков для исследования деформации и температуры // Приборы и техника эксперимента. — 2007. — № 4. — С. 144–150.
112. Ярославский Л. П. Цифровая обработка сигналов в оптике и голографии. Введение в цифровую оптику. — М. : Радио и связь, 1987. — С. 296.
113. ACPL-072L-000E 3.3V/5V High Speed CMOS Optocoupler, Avago Technologies. — URL: http://www.avagotech.com/pages/en/optocouplers_plastic/plastic_digital_optocoupler/high_speed_cmos_logic_gate/acpl-072l-000e/.

114. Been Y. S. Dynamic and static CMR: impacts to signal integrity // EDN. — 2010. — June 24. — C. 42–44.
115. Huber M., Pauluhn A., Culhane J. и др. CCD and CMOS sensors // Observing Photons in Space ISSI Scientific Reports Series, ESA/ISSI. ISBN 978-92-9221-938-8. — 2010. — C. 391–408.
116. Ding R., Venetsanopoulos A. N. Generalized homomorphic and adaptive order statistic filters for the removal of impulsive and signal-dependent noise // IEEE Trans. Circuits Syst. — 1987. — T. CAS-34, № 8. — C. 948–955.
117. Gu Y., Narendran N. A non-contact method for determining junction temperature of phosphor-converted white leds // Third International Conference on Solid State Lighting, Proceedings of SPIE 5187. — 2004. — C. 107–114.
118. Hong E., Narendran N. A method for projecting useful life of led lighting systems // 3rd International Conference on Solid State Lighting, Proceedings of Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers. — 2004.
119. IBIS5-B-1300 (CYII5FM1300AB) 1.3 MP CMOS Image Sensor // 2007, Cypress Semiconductor Corporation. — 2014. — URL: <http://www.cypress.com>.
120. Makino E., Abiru T., Suzuki R., Itoh M. Image sensor, electronic apparatus, and driving method of electronic apparatus. — 2011. — aug. — US Patent App. 13/100,664. URL: <http://www.google.st/patents/US20110205415>.
121. Jones R. C. Quantum efficiency of detectors for visible infrared radiation // Advances in Electronics and Electron Physics. Academic Press. — 1959. — T. II. — C. 87–183.
122. Konnik M. V., Manykin E. A., Starikov S. N. Optical-digital correlator with increased dynamic range using spatially varying pixels exposure technique // Optical Memory and Neural Networks (Information Optics). — 2009. — T. 18, № 2. — C. 61–71.
123. Konnik M. V., Welsh J. S. On numerical simulation of high-speed CCD/CMOS-based wavefront sensors in adaptive optics // SPIE Optical

Engineering + Applications. — 2011.

124. lee J.-C. Temperature dependence of the spontaneous emission mechanisms of localized-state heterosystem // *Optica Applicata*. — 2011. — T. XLI, № 4. — C. 911.
125. Koji S., Hideyuki W., Kazuhiko K., Hironori A. Non-contact wafer temperature measurement method with UV light. — 2008. — URL: <http://www.komatsu.com/CompanyInfo/profile/report/pdf/161-E-02.pdf>.
126. Michael F., Thorsten G., Gene P. и др. Very large area cmos active-pixel sensor for digital radiography // *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*. — 2009. — T. 56, № 11.
127. Yang D. X. D., Gamal A. E. Comparative Analysis of SNR for Image Sensors with Enhanced Dynamic Range. — 1999. — URL: http://isl.stanford.edu/groups/elgamal/abbas_publications/C068.pdf.
128. Zmuidzinis J. Thermal noise and correlations in photon detection // *APPLIED OPTICS*. — 2003. — T. 42, № 25. — C. 4989.

Приложение А

Технические характеристики ПЗС- и КМОП-фотоприемников

Таблица А.1 – Технические характеристики спектрометров с различными фотодетекторами

Детектор	TAOS 102	HAM256	HAM1024	SONY2048
Тип фотоприемника	Фотодиодный	КМОП	КМОП	ПЗС
Число элементов/шаг, мкм	102/85	256/25	1024/25	2048/14
Размеры элемента (ширина/высота), мкм	77 x 85	25 x 500	25 x 500	14 x 56
Чувствительность — число отсчетов за 1 мс интегрирования	2720 (AvaSpec-102) 56 (AvaSpec-micro)	30 (AvaSpec-256)		6500 (AvaSpec-2048)
Область максимальной чувствительности, нм	750	500	500	500
Отношение сигнал/шум	1000	10000	10000	1000
Спектральный диапазон, нм	360..1100	200..1000	200..1000	200..1100
Период обновления данных, мс	6..7	7..9	7..9	14..31

Таблица А.2 – Характеристики линейных ПЗС серии В и S, НПП «Пульсар»

Параметр	MPL1024B	MPL2048B	MPL1024S	MPL2048S	MPL4096S
Число фотоэлементов	1024	2048	1024	2048	4096
Размер элемента	13x13 мкм		13x13 мкм (MPL1024S–MPL4096S)		
Электронный затвор	нет		есть		
Чувствительность, В/мкДж/см ² , $\lambda = 670$ нм	4,0		7,0		
Неравномерность чув- ствительности, %	5				
Неравномерность темно- вого сигнала, мВ	10				
Частота вывода информа- ции, МГц	30 (15x2)	12 (6x2)	15		
Время вывода кадра, мкс	34	170	68	136	273

Таблица А.3 – Характеристики линейных ПЗС серии Н, НПП «Пульсар»

Параметр	MPL4096H	MPL6144H	
Число фотоэлементов	4096	6144	8192
Размер элемента, мкм	6,5x6,5		
Электронный затвор	есть		
Чувствительность, В/мкДж/см ² , $\lambda = 670$ нм	10.0		
Неравномерность чув- ствительности, %	10		
Неравномерность темно- вого сигнала, мВ	15		
Частота вывода информа- ции, МГц	20	20	40 (20x2)
Время вывода кадра, мкс	204	307	204

Таблица А.4 – ПЗС матрицы для высокоскоростных камер

Модель (производитель)	Количество элементов	Динамический диапазон, dB	Минимальное время обновления, мс	Примечание
FT50M (DALSA)	1024x1024	64	10	до 100 кадров/с
KAI-01050 (TrueSense)	1024x1024	64	8,3	до 120 кадров/с, строчный перенос
KAI-01150 (TrueSense)	1280x720	64	7,2	до 120 кадров/с
KAI-0340 (TrueSense)	640x480	69	4,7	до 210 кадров/с
TC237B (Texas Instruments)	658x496	58	27,3	Электронный затвор от 1/60 до 1/50000 с
TC247SPD-B0 (Texas Instruments)	680x500	—	27,3	Электронный затвор от 1/30 до 1/2000 с
ICX205AL (Sony)	1360x1024	—	33,3	
ICX674ALG (Sony)	1932x1452	—	20	

Рисунок Б.1 – Формирование паспорта расходомера-счетчика

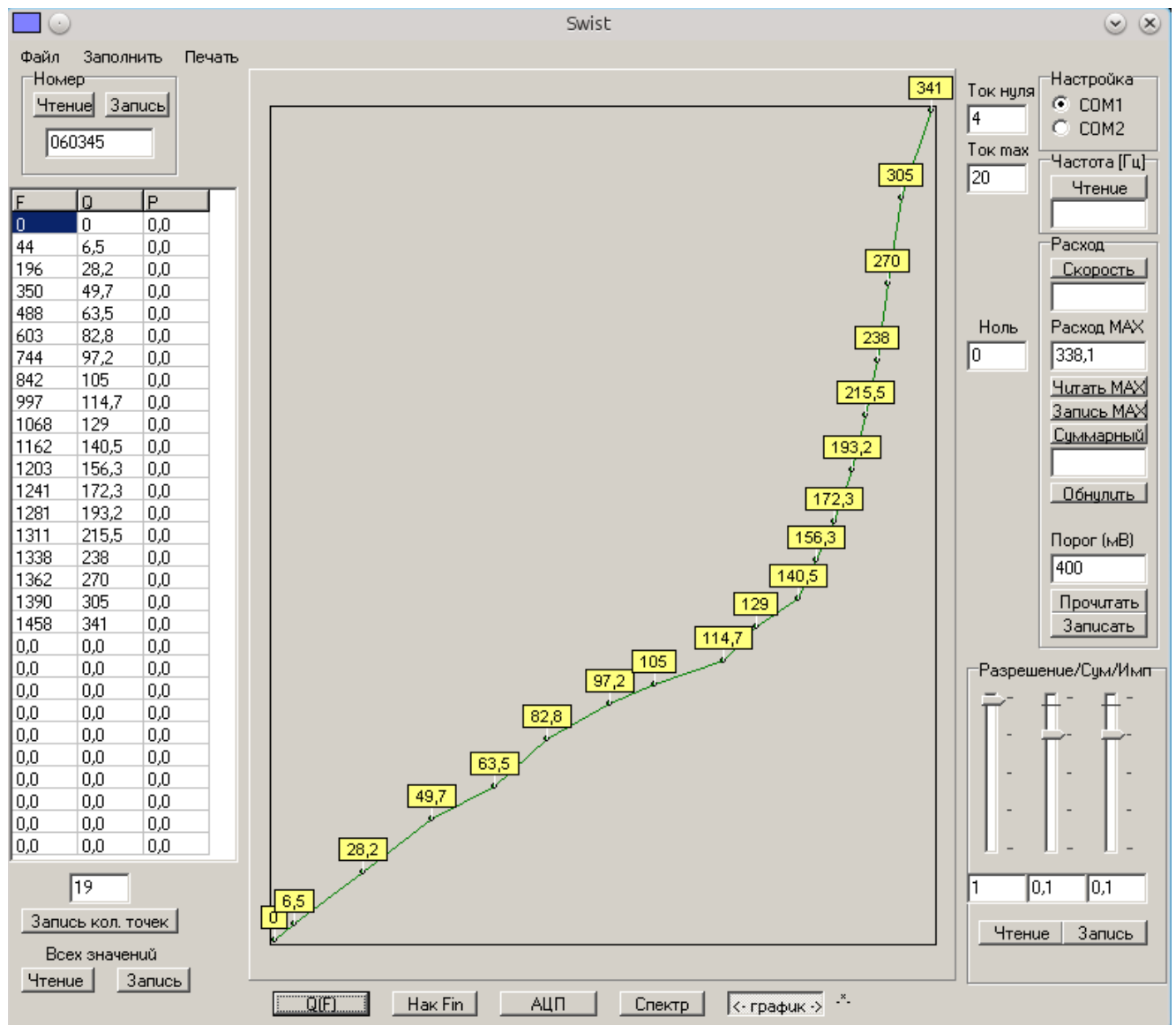


Рисунок Б.2 – Построение нормирующей характеристики расходомера-счетчика

Приложение В

Иллюстрации к работе измерительной установки

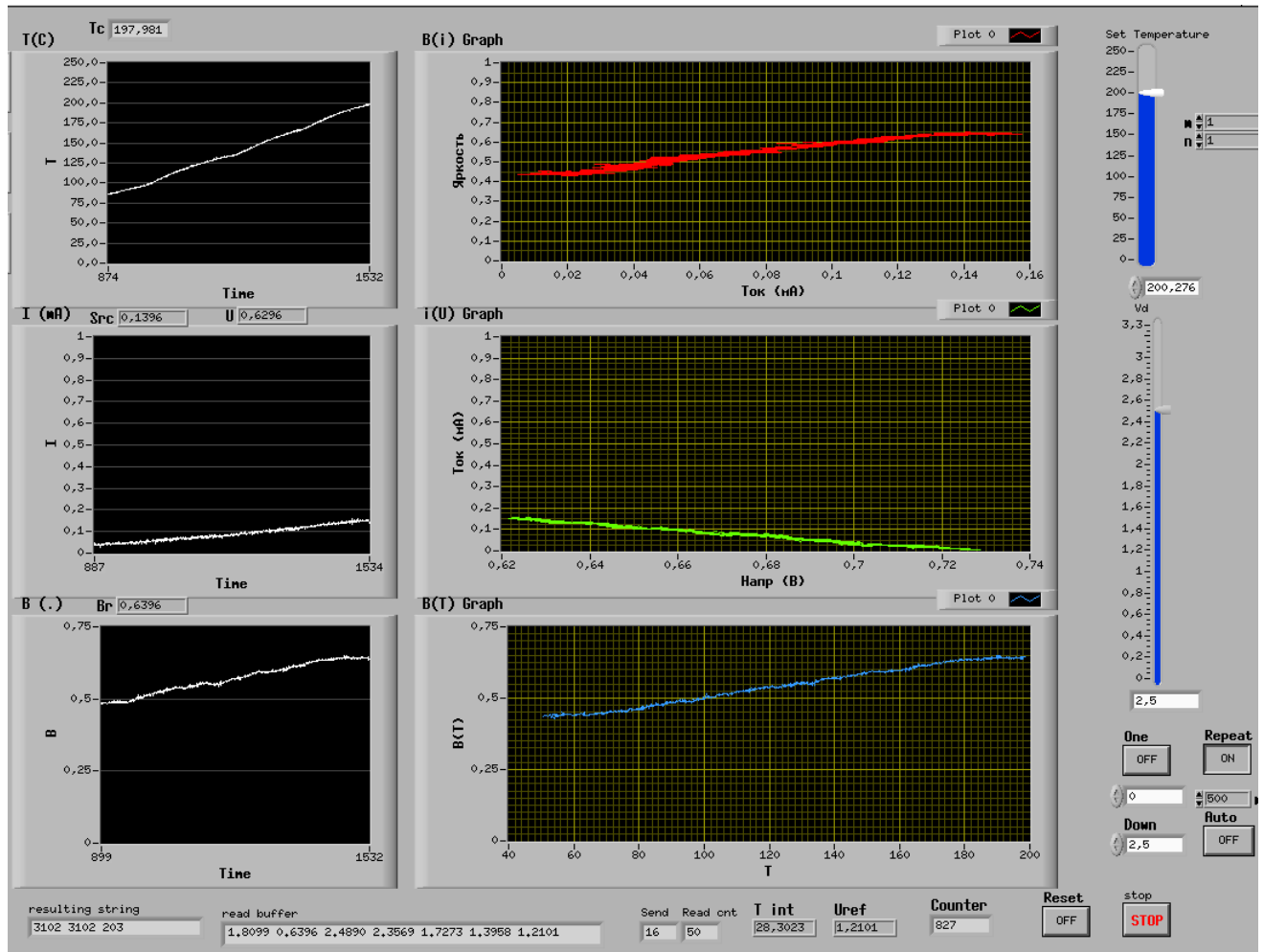


Рисунок В.1 – Интерфейс программы управления измерительным стендом (Windows, LabView)

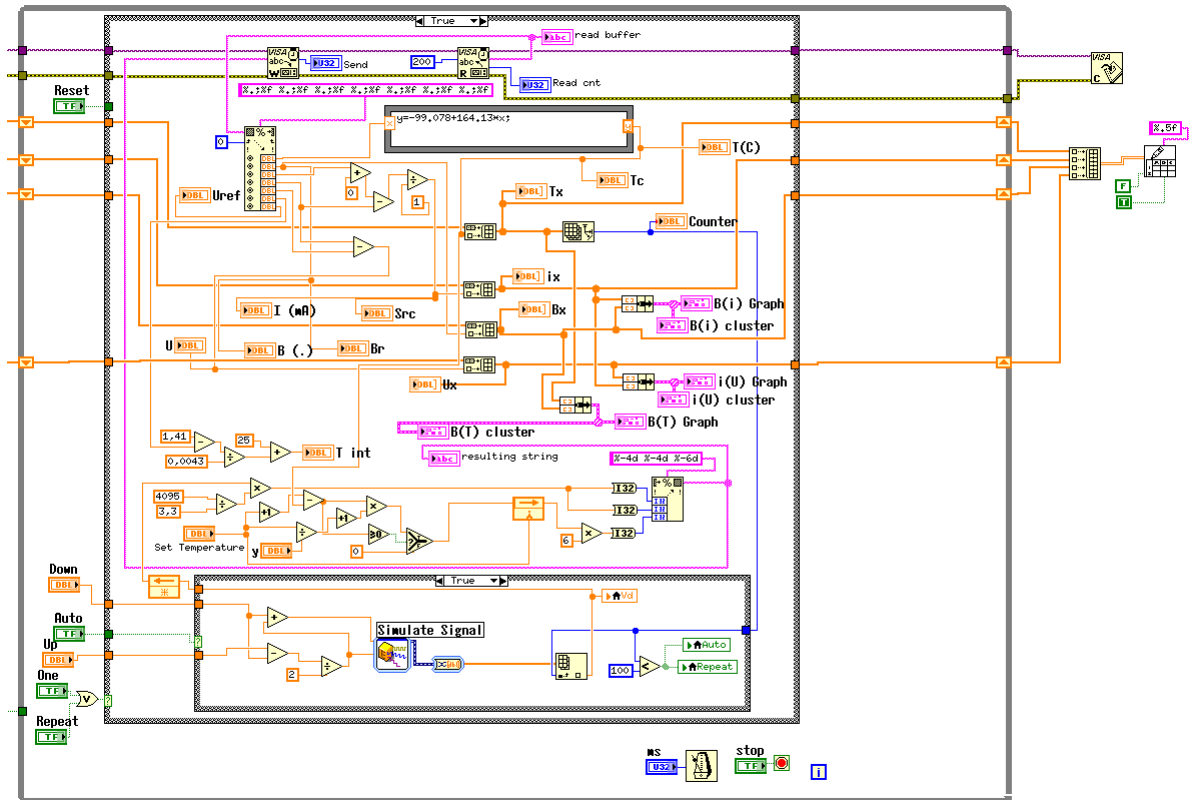


Рисунок В.2 – Программа управления измерительным стендом (Windows, LabView)

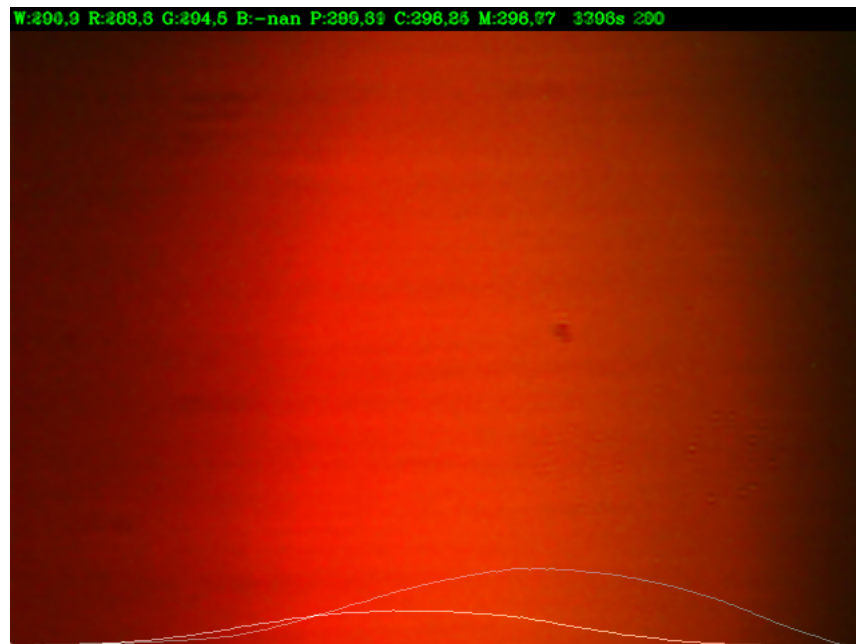


Рисунок В.3 – Окно отображения программы захвата кадра и измерения положения максимума спектра (Linux, OpenCV)