

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТОМСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

На правах рукописи

Ло Ван Хао

**СИСТЕМА ВОЗБУЖДЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
ИНФОРМАЦИИ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО
ИНЕРЦИАЛЬНОГО МОДУЛЯ С ФУНКЦИЯМИ ГИРОСКОПА И
АКСЕЛЕРОМЕТРА**

Специальность: 05.11.01- Приборы и методы измерения
(электрические и магнитные величины)

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель - кандидат технических наук, доцент
Нестеренко Тамара Георгиевна

Томск – 2020 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1 ОБЗОР СИСТЕМ ВОЗБУЖДЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ.....	12
1.1 Области применения микроэлектромеханических инерциальных датчиков ...	12
1.2 МЭМС гироскоп и акселерометр	18
1.3 Емкостные преобразователи	20
1.4 Методы измерения малых емкостей	24
1.4.1 Метод амперметра и вольтметра.....	24
1.4.2 Резонансный метод	25
1.4.3 Метод емкостного делителя.....	25
1.4.4 Мостовой метод.....	26
1.4.5 Метод проходного конденсатора.....	27
1.5 Способы возбуждения первичных колебаний	28
1.5.1 Автогенераторная схема возбуждения	30
1.5.2 Схемы возбуждения с автоподстройкой частоты.....	34
1.5.3 Возбуждение первичных колебаний на половинной собственной частоте ...	36
1.6 Системы обработки измерительной информации МИМ.....	36
Выводы к главе 1	40
ГЛАВА 2 СОСТАВ И АЛГОРИТМЫ РАБОТЫ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ИНЕРЦИАЛЬНОГО МОДУЛЯ.....	42
2.1 Конструкция чувствительного элемента	43
2.2 Математическая модель чувствительного элемента МИМ	48
2.3 Алгоритмы получения выходной информации МИМ	55
2.4 Электродные структуры ЧЭ МИМ.....	57
2.4.1 Гребенчатые приводные структуры	61
2.4.2 Сенсорные структуры	64
2.5 Обобщенная функциональная схема системы возбуждения и обработки измерительной информации МИМ	67

Выводы к главе 2	71
ГЛАВА 3 АНАЛИЗ РАБОТЫ ИНЕРЦИАЛЬНОГО МОДУЛЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ТЕМПЕРАТУРЫ.....	72
3.1 Влияние температуры на собственные частоты	72
3.2 Влияние температуры на добротность ЧЭ	81
3.3 Зависимость ёмкостей от температуры	85
Выводы к главе 3	88
ГЛАВА 4 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПЕРВИЧНЫХ КОЛЕБАНИЙ	89
4.1 Частотные характеристики канала первичных колебаний	90
4.2 Частотные характеристики экспериментального прототипа.....	95
4.3.1 Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ).....	103
4.3.2 Пропорционально-интегральный контроллер.....	108
4.4 Экспериментальные исследования системы возбуждения первичных колебаний	111
Выводы к главе 4	114
ГЛАВА 5 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ МИМ.....	116
5.1 Настройка собственной частоты вторичных колебаний.....	118
5.2 Система выделения полезного сигнала	123
5.2.1 Алгоритмы определения ускорения и скорости в компенсационном режиме	123
5.2.2 Метод расчета коэффициентов ПИ контроллера для режима гироскопа	127
5.2.3 Метод расчета коэффициентов ПИ контроллера для режима акселерометра	130
5.3 Результаты моделирования системы обработки измерительной информации	131
5.3.1 Режим акселерометра.....	131
5.3.2 Режим гироскопа	133

5.4 Экспериментальные исследования МИМ в режимах акселерометра и гироскопа по оси X	136
5.4.1 Экспериментальные исследования МИМ в режиме микроакселерометра..	137
5.4.2 Экспериментальные исследования МИМ в режиме микрогироскопа	145
Выводы к главе 5	150
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	151
СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ И УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	153
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	154
ПРИЛОЖЕНИЕ А КОД ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ДА С ПОМОЩЬЮ МАТЛАБА..	165
ПРИЛОЖЕНИЕ Б ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ	166
ПРИЛОЖЕНИЕ В АКТЫ О ВНЕДРЕНИИ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ..	167

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Микроэлектромеханическая система (МЭМС) представляет собой чип, в котором одновременно находится движущаяся 3D микромеханическая структура и микроэлектронная система, отвечающая за обработку сигналов механической системы. Изготовление МЭМС осуществляется с использованием оборудования и технологий, применяемых в микроэлектронике.

В настоящее время наиболее востребованными МЭМС являются инерциальные датчики (гироскопы и акселерометры). Они применяются для решения многих сложных задач ориентации, навигации, управления и мониторинга в разнообразных областях, таких как автомобильная промышленность, потребительская электроника, медицина, робототехника, беспилотные летательные аппараты, мониторинг технических объектов и сейсмологической обстановки. Благодаря комбинации акселерометров и гироскопов появляется возможность отследить и зафиксировать движение в трехмерном пространстве.

Распространение МЭМС гироскопов и акселерометров обусловлено рядом ключевых достоинств, таких как малые габариты, низкое энергопотребление, малое время готовности, низкая стоимость.

Наиболее сложными МЭМС датчиками являются гироскопы, которые представляют собой вибрационные системы. Для выполнения своего назначения – измерение угловой скорости движения объектов, в гироскопе необходимо возбудить гармонические первичные колебания инерционного тела на его резонансной частоте. При вращении объекта появляется сила Кориолиса, вызывающая вторичные колебания инерционного тела относительно ортогональной оси, амплитуда которых пропорциональна действующей скорости. Из-за особенностей применяемой технологии изготовления МЭМС гироскопов датчики, измеряющие амплитуды вторичных и первичных колебаний, а также

привод, возбуждающий первичные колебания, являются емкостными, которые содержат подвижные и неподвижные электроды.

Чувствительность МЭМС гироскопа зависит от соотношения частот его первичных и вторичных колебаний, которая может быть увеличена за счёт эффекта резонанса. Изменение соотношения между частотами приводит к снижению чувствительности и даже неработоспособности гироскопа. Задача системы возбуждения заключается в возбуждении первичных колебаний и стабилизации их параметров в условиях наличия возмущающих факторов, основными из которых является температура окружающей среды и паразитные связи.

Таким образом, разработка системы возбуждения и управления первичными и вторичными колебаниями гироскопа при наличии негативных воздействий является актуальной задачей.

В данной работе исследуется способ улучшения характеристик МЭМС инерциальных датчиков путем создания электронной схемы, которая одновременно выполняет следующие задачи: преобразование измеренной величины в электрический сигнал, управление первичными колебаниями гироскопа; управление вторичными колебаниями гироскопа; формирование выходного сигнала гироскопа и акселерометра.

Кроме того, в одной МЭМС конструкции за счёт применения соответствующих алгоритмов обработки сигналов реализованы режимы гироскопа и акселерометра, что соответствует мировой тенденции создавать инерциальные модули, объединяющие несколько датчиков.

Целью диссертационной работы является разработка системы возбуждения первичных колебаний и системы обработки измерительной информации микроэлектромеханического инерциального модуля компенсационного типа, реализующего функции гироскопа и акселерометра, устойчивого к температурным воздействиям.

Для достижения данной цели в работе должны быть решены следующие **задачи:**

1. Аналитический обзор существующих конструкций МЭМС гироскопов и акселерометров с электронными схемами, на основании которых разработать и создать электронную систему, обеспечивающую созданному микроэлектромеханическому инерциальному модулю (МИМ) работу в компенсационном режиме.

2. Анализ воздействий внешних факторов, влияющих на динамические характеристики чувствительного элемента инерционного модуля, что позволит разработать способы устранения этих негативных влияний.

3. Разработка способа преобразования механических перемещений подвижных структур чувствительного элемента МИМ в электрические сигналы.

4. Разработка алгоритмов системы управления первичными и вторичными колебаниями чувствительного элемента МИМ для компенсационного преобразования угловых скоростей и поступательных ускорений в электрические сигналы.

5. Исследование влияния температуры на динамические характеристики микромеханического чувствительного элемента инерционного модуля.

6. Экспериментальные исследования работоспособности схемотехнических решений и достижимости технических характеристик МИМ.

Методы исследования. Цель и поставленные задачи достигаются методами теоретического и экспериментального исследований. Экспериментальные исследования проведены в два этапа. Первым этапом является исследование динамики чувствительного элемента МИМ методами моделирования математических моделей на персональном компьютере. На втором этапе проведены лабораторные испытания экспериментальных образцов в вакуумной термокамере.

Научная новизна диссертационной работы:

1. Предложены математические модели электродных структур для построения приводных и сенсорных электродных структур, позволяющие реализовать линейную систему возбуждения первичными колебаниями и

повысить емкостную чувствительность микроэлектромеханического инерциального модуля.

2. Предложено устройство резонансного возбуждения и управления первичными колебаниями инерциального модуля на основе фазовой автоподстройки частоты и автоматической регулировки усиления, позволяющее устранить паразитные эффекты и стабилизировать скорость первичных колебаний чувствительного элемента микроэлектромеханического инерциального модуля.

3. Разработан и экспериментально исследован метод управления микроэлектромеханическим инерциальным модулем путем компенсации вторичных колебаний замкнутой системой управления с обратной связью, обеспечивающей высокую устойчивость к воздействиям температуры.

Практическая значимость работы. Результаты диссертационной работы могут быть использованы в учреждениях и организациях, занимающихся научными исследованиями и разработкой микроэлектромеханических инерциальных датчиков. Разработанная последовательность расчета параметров электронных схем системы управления может быть использована как универсальная методика для построения электронных блоков управления МИМ. Полученные результаты могут служить методической базой для создания серийных малогабаритных инерциальных датчиков.

Внедрение результатов работы. Полученные результаты диссертации использованы в ходе выполнения проектов:

- Грант ФЦП "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России", контракт № 14.575.21.0068 "Разработка методов проектирования многокомпонентных интегрированных микроэлектромеханических гироскопов и акселерометров, устойчивых к дестабилизирующим воздействиям", 2014-2016 гг.

- Грант ФЦП "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России", контракт № 14.578.21.0232 "Интеллектуальный инерциальный модуль на основе микроэлектромеханических датчиков с функциями гироскопа, акселерометра и

магнитометра для систем ориентации и навигации транспортных средств с автоматизированным управлением", 2017-2020 гг.

Результаты работы используются: в ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма» при реализации проекта по созданию системы навигации горнопроходческого комбайна для обработки выходных сигналов с гироскопов и акселерометров; в учебном процессе в отделение Электронной инженерии Томского политехнического университета.

Положения, выносимые на защиту:

1. Математические модели приводных и сенсорных электродных структур позволяют реализовать линейную систему возбуждения первичных колебаний и повысить емкостную чувствительность микроэлектромеханического инерциального модуля.

2. Система возбуждения и управления первичными колебаниями инерциального модуля позволяет стабилизировать скорость первичных колебаний с погрешностью 1,3 % в диапазоне температур от минус 20 °С до 80 °С.

3. Система управления вторичными колебаниями инерциального модуля за счет компенсационного преобразования позволяет снизить нелинейность функции преобразования во всем диапазоне измерений до 0,4 % в режиме гироскопа, до 0,47 % в режиме акселерометра, достичь полосы пропускания свыше 20 Гц в режиме гироскопа и свыше 50 Гц в режиме акселерометра, устранить зависимость масштабного коэффициента от добротности и собственной частоты.

Апробация результатов исследования. Основные результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на международных и отечественных научно-технических конференциях, выставках:

- XI Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации», НГТУ, г. Новосибирск, Россия, 04 - 08 декабря 2017 года;

- XII Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации», НГТУ, г. Новосибирск, Россия, 03 - 07 декабря 2018 года;
- VI Международный молодежный форум «Инженерия для освоения космоса», ТПУ, г. Томск, Россия, 26–28 апреля 2018 года;
- Международный форум «Интеллектуальные системы 4-й промышленной революции», ТГУ, Томск, Россия, 21-23 ноября 2018 года.
- XIII Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации», НГТУ, г. Новосибирск, Россия, 02 - 06 декабря 2019 года;
- 4 International Conference on Mechatronics and Electrical Systems (ICMES 2019), г. Прага, Республика Чехия, 2019 г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 12 печатных работ в том числе: 3 статьи в журналах, входящих в перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ, 1 патент на изобретение; 4 публикации в изданиях, индексируемых в базах данных Scopus и Web of Science; 4 тезиса в материалах научно-технических конференций.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка сокращений, списка используемой литературы из 107 наименований и трех приложений. Основное содержание диссертации изложено на 169 странице и включает 112 рисунков и 13 таблиц.

В первой главе проведен обзор и анализ опубликованных электронных схем емкостных преобразователей, систем возбуждения и управления первичных колебаний, систем обработки измерительной информации МЭМС гироскопов, акселерометров и инерциальных модулей.

Во второй главе проведено исследование конструкции механического чувствительного элемента и обоснован принцип работы МИМ. Математическая модель, основные принципы электростатического усилия, емкостного измерения и динамические характеристики чувствительного элемента представлены. Даны рекомендации по выбору электродных структур для привода и сенсора. Приведен

алгоритм определения ускорения и скорости МИМ прямого преобразования. Предложена структурная схема для создания инерциального модуля компенсационного типа.

В третьей главе приведены исследования влияния температуры на частотные характеристики чувствительного элемента и анализ характеристик электродных структур инерциального модуля.

В четвертой главе представлена система возбуждения первичных колебаний, позволяющая стабилизировать скорость первичных колебаний при наличии возмущающих внешних факторов. Приводятся результаты моделирования и экспериментов на основе созданной электронной схемы и экспериментального образца инерциального модуля.

В пятой главе представлена система управления вторичными колебаниями с обратной связью для обеспечения компенсационного режима работы МИМ. Приводятся результаты моделирования и экспериментов на основе созданной электронной схемы и экспериментального образца инерциального модуля в режиме гироскопа и акселерометра.

ГЛАВА 1

ОБЗОР СИСТЕМ ВОЗБУЖДЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ

1.1 Области применения микроэлектромеханических инерциальных датчиков

В большинстве систем ориентации и навигации задачи определения угловых скоростей и линейных ускорений по трём координатам необходимо одновременно выполнять для определения параметров движения объекта. Для решения данных задач используются инерциальные датчики: гироскопы и акселерометры. Акселерометр выполняет задачу измерения поступательного ускорения объекта, а гироскоп измеряет угловую скорость объекта.

Первым МЭМС инерциальным датчиком, изготовленным примерно к началу 1990-х годов, был акселерометр [2]. Он использовался в системе безопасности автомобилей. Сразу после появления МЭМС акселерометра, в 1991-м году Дрейперовской лабораторией США [3] был представлен гироскоп с кремневой чувствительной конструкцией.

В настоящее время потребительский рынок во всём мире сдвигается в сторону использования многокомпонентных инерциальных микромеханических систем, которые измеряют множество параметров. При этом для минимизации массогабаритных параметров один первичный измерительный преобразователь должен обеспечить одновременное измерение угловой скорости и ускорения, а разделение информации должно происходить алгоритмически.

Согласно маркетинговому исследованию компаний Yole Development (Франция) и Русской Ассоциации МЭМС (Россия), доля многокомпонентных датчиков измерения параметров движения непрерывно увеличивается с каждым годом. Наоборот, доля трёх- и менее- компонентных устройств уменьшается. Это связано со стремительным развитием различных систем безопасности и беспилотной техники, где МЭМС инерциальные модули являются

основополагающими устройствами. Многокомпонентные микросистемы (рисунок 1.1), объединённые в одном чипе, имеют меньшую массу и габариты, что соответственно требует меньших затрат на производство и удешевляет готовое изделие.

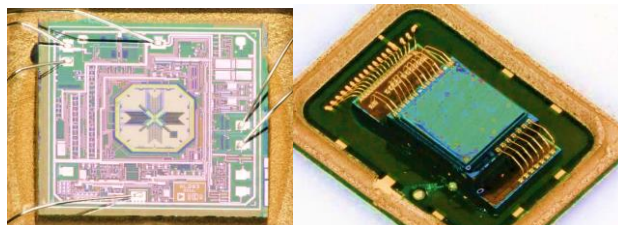


Рисунок 1.1 – Инерциальный модуль ADIS16460 [4]

В России многокомпонентные МЭМС инерциальные модули, реализованные на одном чипе, не производят. В то же время зарубежные компании увеличивают выпуск именно инерциальных модулей (IMU), которые в одном корпусе измеряют шесть (угловые скорости и ускорения), девять (угловые скорости, ускорения и параметры магнитного поля) и десять (угловые скорости, ускорения, параметры магнитного поля и давление) компонентов.

Улучшение технических характеристик микроэлектромеханических гироскопов и акселерометров является актуальной научно-технической проблемой современной микросистемной техники, решение которой может осуществляться конструкторско-технологическими и схемотехническими методами.

В настоящее время существует ряд предприятий, занимающихся производством МЭМС гироскопов и акселерометров. Ведущими производителями являются: AnalogDevices, TexasInstruments, ST Microelectronics (Калифорния), Yole Developpement, Tronic's Microsystems SA (Франция), Bosch Sensortec, Invensense, Silicon Sensing, Senso Nor, Memsic, Hewlett Packard, Robert Bosh, Seiko Epson и.т.д.

Статистика развития рынка МЭМС датчиков, подготовленная компанией Yole Developpement за период 2012-2019, показала, что объем продаж МЭМС инерциальных датчиков непрерывно возрастает (рисунок 1.2). В 2019 году

продажи МЭМС инерциальных датчиков составили почти 8 миллионов единиц и 2,34 миллиардов долларов при среднегодовом темпе роста 8 % [5].

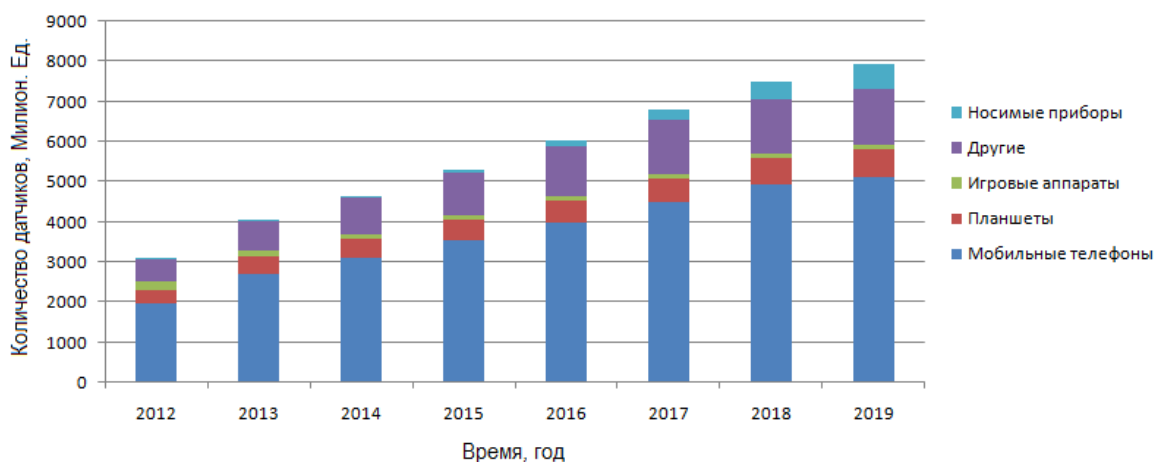


Рисунок 1.2 – Потребительские приложения инерциальных датчиков

В России исследования и разработки МЭМС инерциальных датчиков непрерывно выполняются в научно-технических центрах, университетах и на предприятиях. Одной из первых работ по созданию МЭМС инерциальных датчиков считаются разработки ЦНИИ "Электроприбор" с 2001 года по инициативе академика РАН В.Г. Пешехонова под научным руководством профессора Л.П. Несенюка. Исследования так же проводились в технических университетах: в Московском институте электронной техники, в Санкт-Петербургском государственном университете аэрокосмического приборостроения, в Южном федеральном университете, в Тульском государственном университете, в Томском политехническом университете. Большой вклад в теорию и обобщение опыта разработки МЭМС инерциальных датчиков внесли такие ученые как: В.Э. Джашинов, В.М. Панкратов, В.Я. Распопов, В.В. Матвеев. В 2010 г. появление предприятия "Русская Ассоциация МЭМС" открыло новую концепцию по развитию производства современных МЭМС инерциальных датчиков в России [6-7].

Микроэлектромеханический инерциальный модуль представляет собой совокупность микромеханического чувствительного элемента (ЧЭ), преобразователя перемещений (ПП) и системы управления (СУ) (рисунок 1.3).

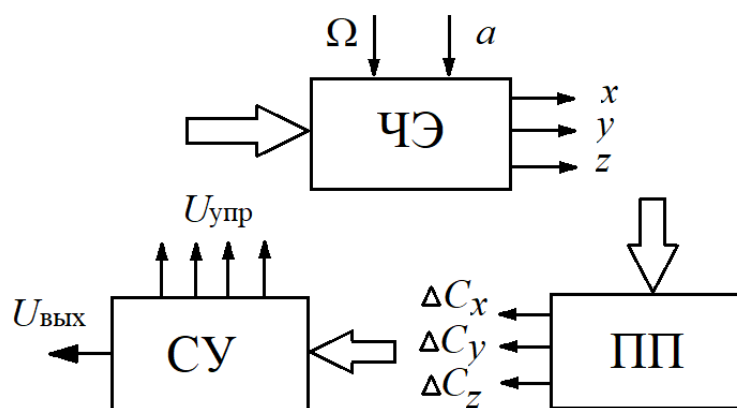


Рисунок 1.3 – Обобщенная структурная схема МИМ

ЧЭ преобразует измеряемые угловые скорости (Ω) и поступательные ускорения (a) в линейные или угловые перемещения инерционной массы (x, y, z). ПП преобразует перемещения инерционной массы в электрические параметры ($\Delta C_x, \Delta C_y, \Delta C_z$ – изменения емкостей). Система управления обрабатывает электрический сигнал с выхода ПП и создает управляющий сигнал ($U_{упр}$), компенсирующий колебания инерциальной массы. Также СУ выдает сигнал ($U_{вых}$), пропорциональный проекциям абсолютных угловых скоростей и поступательных ускорений на оси чувствительности [8].

ЧЭ МИМ выполняет две функции: гироскопа и акселерометра, что позволяет измерять угловые скорости и поступательные ускорения. В зависимости от способа преобразования перемещений инерционной массы в электрический сигнал МИМ можно классифицировать как пьезоэлектрические, термические и емкостные. Из этих трех типов емкостные МИМ доказали свое превосходство. Они обладают многими достоинствами: малыми габаритами, повышенной надежностью и малым энергопотреблением. В МИМ емкостные преобразователи используются в качестве датчиков линейных и угловых перемещений. МИМ имеет два канала работы, соответственно которым СУ включает в себя систему возбуждения для канала первичных колебаний и систему обработки измерительной информации для канала вторичных колебаний.

МИМ в настоящее время применяются для измерений угловой скорости и поступательного ускорения с целью решения задач ориентации [9], навигации [10, 106-107], монитора [11] и т.д., при стабилизации фотоаппаратов,

установленных на подвижных объектах [12], обнаружении аварии автомобилей [13], для автоматической стабилизации двухколесного робота [14], в медицине, промышленности, электротехнике и многих других областях.

Пассивная система безопасности автомобиля

Одним из самых больших сегментов рынка микромеханических датчиков в пределах автомобильного сектора является МЭМС акселерометры для автоматического управления фронтальных подушек безопасности в случае происхождения аварии, защищающих водительское и переднее пассажирское место [15–16]. МЭМС акселерометры непрерывно отслеживают линейное ускорение транспортного средства. При аварии динамическое воздействие, превышающее установленные пороги в $\pm(35-50)$ g, по сигналам от акселерометра переключает вход микроконтроллера, который принимает решение о разворачивании воздушных подушек.

Система стабилизации

На рисунке 1.4 приведена одна из моделей прототипа системы стабилизации фотоаппарата. Принцип действия данной системы стабилизации заключается в том, что текущая угловая скорость фотоаппарата непрерывно измеряется МЭМС гироскопом, затем выходной сигнал от МЭМС гироскопа поступает на вход электродвигателя, который создаёт такую же угловую скорость подвески в противоположном направлении для компенсации вращения фотоаппарата.

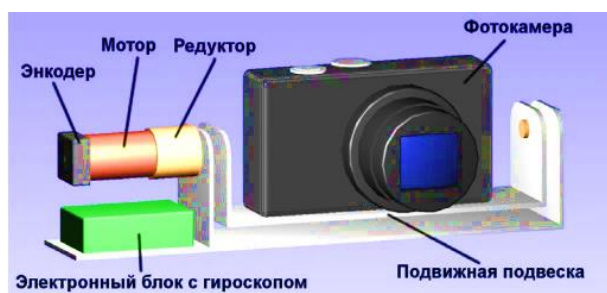


Рисунок 1. 4 – Модель системы стабилизации фотоаппарата [12]

Для получения информации о текущем положении подвески энкодер установлен на вал электродвигателя. Данная система стабилизации используется для компенсации вибрации фотоаппарата по одной оси. Чтобы получить систему стабилизации, которая позволяет исключить нежелательные движения фотоаппарата при произвольном повороте основания, нужно создать трехосевой подвес.

Система стабилизации двухколесного робота



Рисунок 1.5 – Двухколесный робот

Двухколесный робот [17] с математической точки зрения представляет собой объект типа перевернутого маятника с точкой подвеса на оси колеса (рисунок 1.5). Для балансировки робота двигатели должны противодействовать падению робота. Данное действие выполняется только с помощью обратной связи и корректирующих элементов. В процессе работы для оценки угла отклонения от вертикали широкое распространение получили МЭМС инерциальные датчики, которые эффективно позволяют решить эту задачу.

МЭМС датчик движения

Компания STMicroelectronics выпустил микросхему *LSM6DSO32* (рисунок 1.6), являющуюся МЭМС датчиком движения. В состав этого датчика входят: трехмерный цифровой гироскоп и акселерометр. *LSM6DSO32* может применяться для определения свободного падения, ориентации в пространстве по 6 осям,

распознавания типа активности и определения параметров начального движения [18].



Рисунок 1.6 – Датчик движения *LSM6DSO32*, примененный в беспилотном летательном аппарате

1.2 МЭМС гироскоп и акселерометр

МЭМС акселерометр представляет собой инерциальное устройство, которое измеряет поступательное ускорение объекта. Он применяется во многих системах, таких как, навигационные системы, системы безопасности автомобилей, мобильная электроника и другие. Основным принципом работы МЭМС акселерометра является слежение за перемещением инерционной массы, прикрепленной к упругим элементам, при наличии поступательного ускорения, как схематично показано на рисунке 1.7.

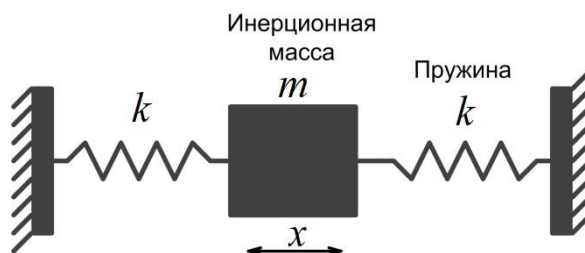


Рисунок 1.7 – Основной механизм работы МЭМС акселерометра

МЭМС вибрационный гироскоп, как и МЭМС акселерометр, обладает широким спектром применения во многих областях. В отличие от высокопроизводительных датчиков угловой скорости, таких как прецизионные волоконно-оптические гироскопы, кольцевые лазерные гироскопы и обычные вращающиеся роторные гироскопы, которые, как правило, слишком дороги и

габаритны, МЭМС вибрационный гироскоп используется в качестве альтернативного решения в большинстве технических приложений.

Чувствительным элементом МЭМС гироскопа является механический резонатор с двумя степенями свободы (рисунок 1.8).

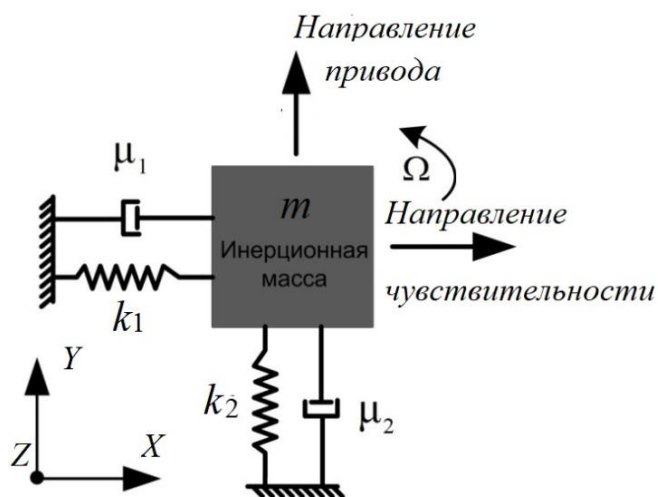


Рисунок 1.8 – Механический резонатор МЭМС вибрационного гироскопа

Принцип действия МЭМС гироскопа основан на эффекте Кориолиса [19]. Инерционная масса гироскопа установлена на упругом подвесе на анкерах над подложкой [20-21]. При работе инерционная масса может свободно колебаться по двум ортогональным направлениям, соответствующим двум каналам работы: канал первичных колебаний и канал вторичных колебаний. Предположим, что ось Y является направлением привода (первичные колебания), ось X – направлением чувствительности (вторичные колебания). В канале первичных колебаний инерционная масса возбуждается гармонической электростатической силой, тогда первичные колебания вдоль оси Y определяются выражением (1.1):

$$y(t) = y_m \sin(\omega t) , \quad (1.1)$$

где y_m – амплитуда, ω – угловая частота первичных колебаний гироскопа.

В конфигурации, изображенной на рисунке 1.8, инерционные массы резонатора по направлениям X и Y одинаковы и равны m . Для общего случая инерционная масса резонатора по направлению X будет обозначаться как m_x , а инерционная масса резонатора по направлению Y как m_y . Уравнения движения инерционных масс резонатора можно записать в виде:

$$\begin{bmatrix} m_x & 0 \\ 0 & m_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu_1 & 0 \\ 0 & \mu_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

где F_x и F_y – соответственно, являются силой Кориолиса и возбуждающей силой по направлениям X и Y , μ_1 и μ_2 – коэффициенты сил вязкого трения, k_1 и k_2 – коэффициенты жесткости.

При наличии переносной угловой скорости Ω_z вокруг оси Z под действием силы Кориолиса, вызванной комбинацией первичных колебаний $y(t)$ и угловой скорости Ω_z , инерционная масса совершает вторичные колебания вдоль направлении чувствительности X .

$$F_x(t) = -2m_y \Omega_z \frac{dy}{dt} = -2m_y \Omega_z y_m \omega \cos(\omega t), \quad (1.3)$$

$$x(t) = -\frac{-2m_x \Omega_z y_m \omega}{m_x \sqrt{(\omega^2 - \omega_x^2)^2 + \omega^2 \omega_x^2 / Q_x^2}} \cos(\omega t + \varphi), \quad (1.4)$$

где $\omega_x = \sqrt{k_1 / m_x}$; $Q_x = (\omega_x m_x) / \mu_1$ – резонансная частота и добротность по направлению чувствительности; φ – сдвиг фазы.

Сдвиг фазы φ может быть определен как:

$$\varphi = -\arctan \left(\frac{\omega \omega_x}{(\omega^2 - \omega_x^2) Q_x} \right). \quad (1.5)$$

Выражение (1.4) показывает, что амплитуда колебаний инерционной массы вдоль направления чувствительности пропорциональна величине угловой скорости. Таким образом, для измерения угловой скорости необходимо измерить перемещение инерционной массы по направлению чувствительности.

1.3 Емкостные преобразователи

Основной принцип действия емкостных преобразователей состоит в преобразовании перемещений подвижного электрода в изменения емкости конденсатора, являющейся функцией этого перемещения, площади перекрытия и диэлектрической постоянной между электродами. Для преобразования линейных

и угловых перемещений применяются емкостные преобразователи с изменяемым зазором между электродами и с изменяемой площадью перекрытия электродов (таблица 1.1) [22].

В схеме емкостного преобразователя с изменяемой площадью перекрытия преобразуемое перемещение приводит к изменению площади перекрытия пластин, обеспечивающему линейную зависимость изменения емкости от перемещения. Поэтому данная схема не только эффективно применяется для измерения перемещения, но и для возбуждения малых линейных колебаний.

Прямое измерение емкости и её изменений вызывает трудности, поэтому емкость датчика преобразуется в силу тока, напряжение или частоту, которые затем измеряют. Обычно выходной величиной является электрическое напряжение, снимаемое с переменного емкостного сопротивления конденсатора. И для устранения негативного эффекта паразитного сигнала емкостные преобразователи выполняют по дифференциальной схеме в виде трехпластинчатого конденсатора с подвижной промежуточной пластиной.

При наличии поступательного ускорения или угловой скорости инерционная масса перемещается относительно неподвижной подложки по направлению чувствительности, в результате чего будет обнаружено изменение емкости между подвижным электродом, связанным с инерционной массой, и неподвижным электродом (рисунок 1.9).

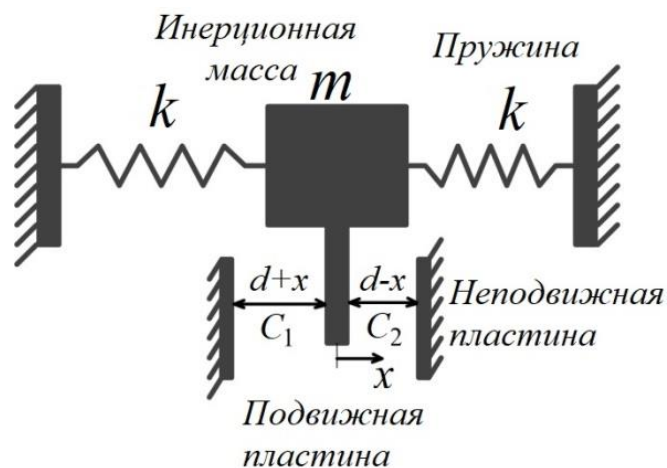
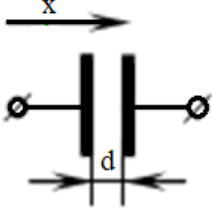
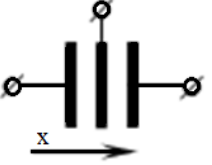
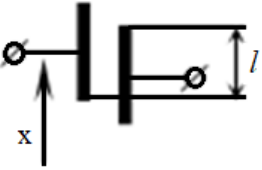


Рисунок 1.9 – Механизм работы инерциальных датчиков с дифференциальным емкостным преобразователем

Таблица 1.1 – Схемы емкостных преобразователей [23]

Тип емкостных преобразователей	Схема	Основные соотношения
С изменяемым зазором		$C = \varepsilon S \frac{1}{d - x}$ S- Площадь перекрытия; d- Зазор между электродами.
Дифференциальный емкостный преобразователь		$\Delta C \approx \varepsilon S \frac{x}{d^2}$ x- Перемещение.
С изменяемой площадью перекрытия		$C = \varepsilon \frac{h}{d} (l - x)$ l- Длина перекрытия электродов; h- Высота электродов.

Инерционная масса с упругими элементами является механической частью, а конденсаторы, образованные параллельными электродами, представляют собой электрическую часть. Под действием внешнего ускорения или угловой скорости подвижный электрод вместе с инерционной массой сдвигается от центральной точки на расстояние x . Пренебрегая краевым эффектом вблизи краев электродов, емкости C_1 и C_2 между подвижным электродом и двумя неподвижными электродами определяются следующей формулой [24]:

$$C_1 = \varepsilon \varepsilon_0 \frac{A}{d + x} \text{ и } C_2 = \varepsilon \varepsilon_0 \frac{A}{d - x}, \quad (1.6)$$

где A – пересекающаяся площадь двух пластин; d – зазор между пластинами; ε_0 – электрическая постоянная и ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды между пластинами, x – перемещение инерционной массы.

Формулу (1.6) можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \varepsilon\varepsilon_0 A \left(\frac{d}{d^2 - x^2} - \frac{x}{d^2 - x^2} \right) = C_0 - \Delta C \\
 C_2 &= \varepsilon\varepsilon_0 A \left(\frac{d}{d^2 - x^2} + \frac{x}{d^2 - x^2} \right) = C_0 + \Delta C
 \end{aligned}
 \tag{1.7}$$

Тогда разность емкостей имеет вид:

$$\Delta C = \frac{1}{2} (C_2 - C_1) = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{Ax}{d^2 - x^2}.
 \tag{1.8}$$

По сравнению с величиной зазора d смещение x является малым и составляющей x^2 можно пренебречь. Тогда величину перемещения можно определить через разность емкостей:

$$x = \frac{\Delta C d^2}{\varepsilon\varepsilon_0 A}.
 \tag{1.9}$$

Для системы с высокой добротностью, где затухание считается незначительным, согласно закону Гука, упругие элементы при деформации будут создавать восстанавливающую силу, которая пропорциональна перемещению x :

$$F_s = 2kx,
 \tag{1.10}$$

где k – жесткость упругого элемента. По второму закону Ньютона приложенная к инерционной массе сила определяется как:

$$F_N = ma.
 \tag{1.12}$$

Поступательное ускорение и угловая скорость представляют собой функцию разности емкостей:

$$a = \frac{\Delta C d^2}{\varepsilon\varepsilon_0 A} \frac{2k}{m}.
 \tag{1.13}$$

$$\Omega_z = \frac{\Delta C d^2}{\varepsilon\varepsilon_0 A} \frac{m_x \sqrt{(\omega^2 - \omega_x^2)^2 + \omega^2 \omega_x^2 / Q_x^2}}{-2m_x y_m \omega}.
 \tag{1.14}$$

Таким образом, поступательное ускорение и угловая скорость могут быть измерены изменением емкости между подвижным и неподвижным электродами.

1.4 Методы измерения малых емкостей

Нужно отметить, что в МЭМС датчиках перемещения малы (доли микрометра), а, следовательно, и величины емкостей электродных структур также малы. Поэтому для измерения этих малых емкостей требуются специальные электронные схемы. Существуют различные методы измерения малых емкостей, такие как, метод амперметра и вольтметра, метод емкостного делителя, резонансный метод, мостовой метод, метод проходного конденсатора и др.

1.4.1 Метод амперметра и вольтметра

Сущность метода амперметра и вольтметра заключается в измерении емкостного сопротивления конденсатора, обратно пропорционального произведению емкости и частоты электрического тока. Для реализации измерения емкости данным методом необходимо определить частоту подаваемого сигнала генератора (рисунок 1.10).

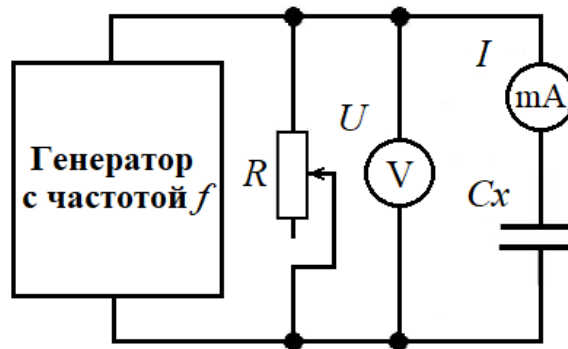


Рисунок 1.10 – Схема для измерения емкости методом амперметра и вольтметра

Измеряемый конденсатор емкости C_x включается в цепь переменного тока. Сопротивление потенциометра R устанавливают так, чтобы получить удобное значение тока для отсчёта. Вольтметр используется для измерения напряжения, с помощью амперметра измеряется сила тока в цепи [22]. Полное сопротивление цепи рассчитывается по формуле:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_c^2} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C_x}\right)^2} = \frac{U}{I} . \quad (1.15)$$

Следовательно, величина емкости определяется формулой:

$$C_x = \frac{I}{\omega \sqrt{U^2 - I^2 R^2}} . \quad (1.16)$$

1.4.2 Резонансный метод

Резонансный метод измерения малой емкости [22] использует резонансное свойство колебательного контура, состоящего из конденсатора измеряемой емкости и катушки индуктивности (рисунок 1.11).

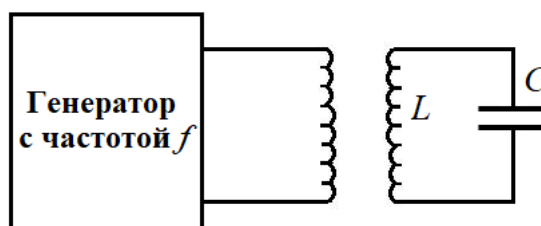


Рисунок 1.11 – Схема измерения емкости резонансным методом

Резонанс контура настраивают по максимальному показанию индикатора резонанса при изменении частоты входного сигнала генератора. Если значение резонансной частоты f_0 фиксируется, то измеряемая емкость может быть вычислена по формуле:

$$C_x = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} . \quad (1.17)$$

Основным достоинством резонансного метода является возможность измерения емкости на рабочей частоте. Однако, наличие паразитных ёмкостей и индуктивностей оказывает большое влияние на определение резонансной частоты измерительного контура, что вызывает трудности в расчете собственной емкости измеряемого конденсатора.

1.4.3 Метод емкостного делителя

Метод емкостного делителя [25] представляет собой простой метод измерения эквивалентной емкости прибора (рисунок 1.12). Вольтметр V_2 используется для измерения падения электрического напряжения U_2 на измеряемом конденсаторе C_x , последовательно соединённом с эталонным конденсатором определенной емкости C_3 . Цепь емкостного делителя запитана от

источника напряжения переменного тока частотой f . Величина падения напряжения на измеряемом конденсаторе определяется формулой:

$$U_2 = U_1 \frac{C_3}{C_3 + C_x} = U_1 \frac{1}{1 + C_x/C_3}. \quad (1.18)$$

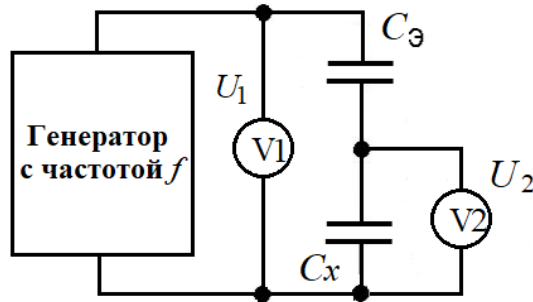


Рисунок 1.12 – Схема измерения емкости методом емкостного делителя

Метод емкостного делителя предложен для измерения величины емкости в пределах трех порядков относительно емкости эталонного конденсатора.

1.4.4 Мостовой метод

На рисунке 1.10 приведена мостовая схема [25], построенная на основе эталонной и измеряемой емкости. В качестве эталонных конденсаторов C_2 , C_3 и C_4 используются воздушные конденсаторы с малыми потерями.

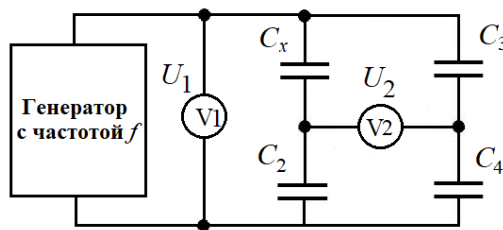


Рисунок 1.13 – Схема для измерения емкости мостовым методом

В этом случае напряжение в диагонали моста имеет следующий вид:

$$U_2 = U_1 \frac{1}{1 + C_2/C_4} \frac{C_x/C_3 - C_2/C_4}{1 + C_x/C_3}. \quad (1.19)$$

Формулу (1.19) можно переписать в виде:

$$y(x) = \left(\frac{1}{1+a} \right) \left(\frac{x-a}{1+x} \right), \quad (1.20)$$

где $y = U_2/U_1$, $a = C_2/C_4$, $x = C_x/C_3$.

Из выражения (1.20) можно сделать вывод, что напряжение в диагонали моста принимает минимальное значение $U_{2\min} = -a/(1+a)$ при $x=0$, а максимальное значение составляет $U_{2\max} = 1/(1+a)$ при $x=\infty$. По сравнению с методом емкостного делителя, данный метод позволяет расширить диапазон измерения емкостей в сторону больших значений емкости.

1.4.5 Метод проходного конденсатора

В отличие от вышеперечисленных методов, в измерительной схеме по методу проходного конденсатора измеряемый конденсатор подключен к инвертирующему входу операционного усилителя вместо токозадающего резистора, как показано на рисунке 1.14. Преимуществом метода проходного конденсатора является линейная зависимость выходного напряжения операционного усилителя от величины емкости измеряемого конденсатора [26].

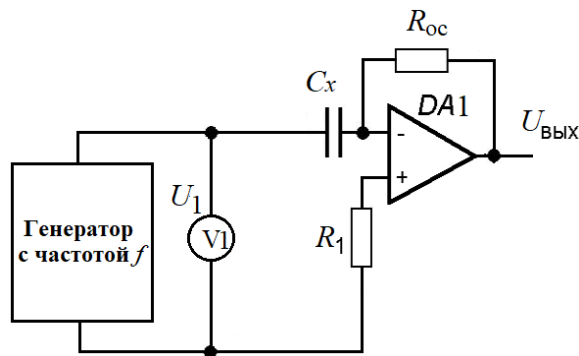


Рисунок 1.14 – Схема для измерения емкости методом проходного конденсатора

Коэффициент усиления операционного усилителя равен:

$$G = 1 + 2fR_{oc}C_x. \quad (1.21)$$

Поскольку $G \gg 1$, поэтому напряжение на выходе операционного усилителя будет пропорционально величине напряжения генератора и емкости измеряемого конденсатора.

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2fU_1R_{oc}C_x. \quad (1.22)$$

Метод проходного конденсатора имеет большой динамический диапазон измерения емкости, который определяется параметрами операционного усилителя. Минимальная величина емкости определяется величиной выходного шума операционного усилителя. Например, если напряжение питания составляет

15 В на частоте 10 кГц при уровне выходного шума операционного усилителя 3 мВ, то минимальная величина емкости, которая может быть измерена данным методом, равна:

$$C_x = \frac{U_1}{U_{\text{ВЫХ}}} \frac{1}{2\pi f R_{\text{ос}}} \approx 0,01 \text{ пФ}. \quad (1.23)$$

Из проведенного расчета видно, что метод проходного конденсатора позволяет эффективно измерять малые емкости. Расширение диапазона измерения емкостей в сторону маленьких значений можно достичь путем увеличения либо частоты возбуждающего сигнала от генератора, либо увеличения сопротивления резистора в цепи обратной связи операционного усилителя.

Основной задачей системы возбуждения первичных колебаний МЭМС гироскопа является создание и поддержание колебаний вдоль направления привода с постоянной амплитудой на определенной частоте. Система обработки измерительной информации выполняет задачи обработки информации об угловой скорости и поступательном ускорении. Для выполнения этих задач, измерение малых изменений емкостей в электродных структурах чувствительного элемента является необходимым. Физические перемещения инерционных масс МЭМС инерциальных датчиков обычно находятся в диапазоне несколько микрометров, которые порождают очень малые изменения емкости сенсорных структур (в диапазоне фФ). Таким образом, из аналитических методов измерения малых емкостей, в данной работе целесообразно применять метод проходного конденсатора.

1.5 Способы возбуждения первичных колебаний

В большинстве МЭМС гироскопов для получения большой амплитуды первичных колебаний массы в качестве электростатических виброприводов используются гребенчатые или планарные электродные структуры. Структура системы возбуждения первичных колебаний (СВПК) определяется такими характеристиками, как: время готовности прибора, масштабный коэффициент и стабильность масштабного коэффициента.

СВПК выполняет следующие задачи: возбуждение первичных колебаний за минимальное время установления и поддержания заданной амплитуды скорости колебаний с высокой стабильностью. Для построения СВПК может быть использована аналоговая или цифровая электроника.

В МЭМС гироскопе для достижения требуемой амплитуды скорости первичных колебаний обычно используются резонансные свойства чувствительного элемента. Главным условием достижения необходимой амплитуды скорости первичных колебаний является обеспечение согласования частоты возбуждающего сигнала и собственной частоты чувствительного элемента гироскопа. Однако, в силу технологических погрешностей изготовления собственная частота чувствительного элемента изменяется от образца к образцу в неопределенных пределах. Поэтому на практике используются различные автоматические системы, которые возбуждают и поддерживают стабильными первичные колебания на резонансной частоте. Можно перечислить две популярные схемы возбуждения первичных колебаний на резонансной частоте [27]:

- автогенераторная схема возбуждения;
- схема с опорным генератором, частота которого автоматически настраивается на собственную частоту ЧЭ гироскопа.

На рисунке 1.15 представлена обобщенная функциональная схема возбуждения первичных колебаний МЭМС гироскопа при помощи гребенчатого вибропривода.

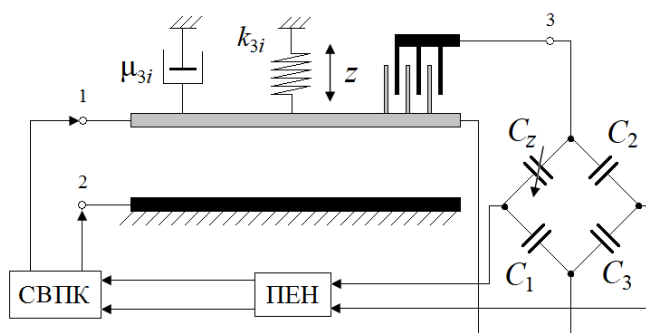


Рисунок 1.15 – Функциональная схема возбуждения первичных колебаний МЭМС гироскопа

Поступательное движение инерционной массы по оси Z вызывается электростатической силой при подключении напряжения прямоугольной формы к электродам 1 и 2 чувствительного элемента МЭМС гироскопа. Гребенчатые электроды 3 преобразуют движение инерционной массы в переменную емкость C_z . Для контроля первичных колебаний предлагается использовать ток смещения емкости C_z гребенчатых структур, генерируемый перемещением по оси Z .

При параллельном соединении емкостей гребенчатых структур изменение суммарной емкости пропорционально амплитуде первичных колебаний. Поэтому гребенчатые структуры 3 можно использовать в качестве информационных датчиков для измерения амплитуды первичных колебаний. Для поддержания первичных колебаний на резонансной частоте введена обратная связь в СВПК с помощью преобразователя емкость-напряжение (ПЕН), который преобразует изменение емкости C_z в напряжение.

1.5.1 Автогенераторная схема возбуждения

Для возбуждения первичных колебаний МЭМС гироскопов может использоваться схема автогенератора, представленная на рисунке 1.16. Блок автогенератора построен на основе логических элементов $DD1.1$, $DD1.2$, $DD1.3$, резисторов R_1 , R_2 и конденсатора C_1 . При включении электропитания конденсатор C_1 начинает заряжаться. По мере заряда конденсатора повышается напряжение на его обкладке, соединенной с выводом 1 логического элемента $DD1.1$. Когда оно достигнет ≈ 9 В, на выводе 4 логического элемента $DD1.2$ появится сигнал «логическая единица» ≈ 15 В, а на выводе 6 логического элемента сигнал «логический ноль» $\approx 0,4$ В [28].

После этого конденсатор C_1 начнет разряжаться через логический элемент $DD1.3$. В результате на выводе 4 логического элемента $DD1.2$ формируются прямоугольные сигналы. Такие же сигналы, но сдвинутые по фазе на 180° , появляются на выводе 6 логического элемента $DD1.3$. Частоту генерируемых сигналов можно регулировать величинами емкости конденсатора C_1 и сопротивлений резисторов R_1 и R_2 . Чтобы установить скважность генерируемых

сигналов, равную двум, используется микросхема *DD2* (*D*-триггер). Микросхема *DD2* позволяет формировать униполярные импульсы, скважностью два. Практические испытания показали, что данный генератор имеет невысокую точность и стабильность задания частоты.

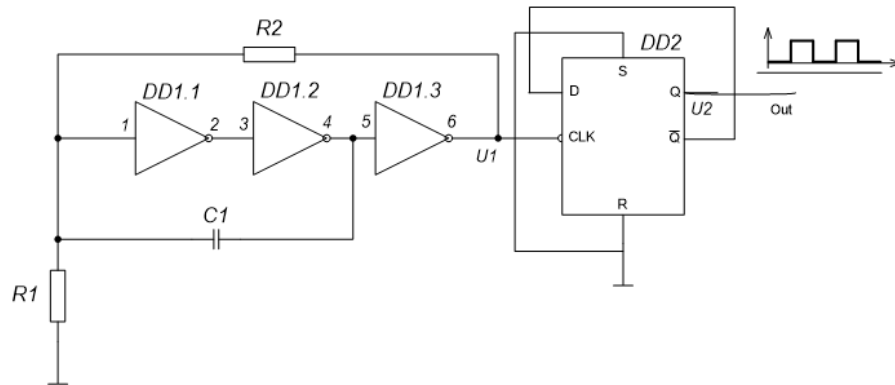


Рисунок 1.16 – Схема автогенератора

Генераторы на основе фазового сдвига имеют хорошую стабильность частоты и производят меньше искажений. Для построения такого генератора достаточно использовать один операционный усилитель (ОУ), как приведено на рисунке 1.17. Необходимая стабильная частота колебаний обеспечивается тремя *RC* звеньями, соединенными последовательно для получения крутого наклона $d\phi/d\omega$. Применение меньшего количества *RC* звеньев приводит к высокой частоте колебаний, ограниченной полосой пропускания ОУ [30].

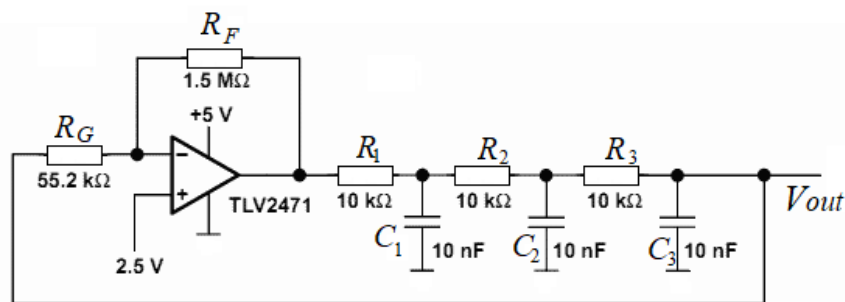


Рисунок 1.17 – Генератор на основе фазового сдвига с одним ОУ

Выходной сигнал данного генератора представлен на рисунке 1.18. Из-за технологических погрешностей собственные частоты различных образцов МЭМС гироскопов могут отличаться. Поэтому необходимо разработать систему автоматической настройки частоты на собственную для получения максимальной амплитуды первичных колебаний.

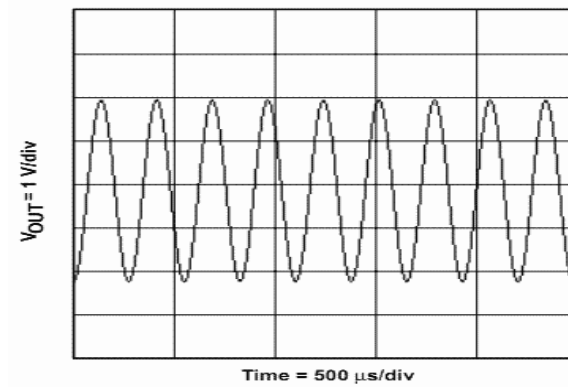


Рисунок 1.18 – Сигнал на выходе генератора

На рисунке 1.19 приведена схема автогенератора с автоматической регулировкой частоты [28]. В автогенераторной схеме настройка частоты возбуждающего сигнала в соответствии с собственной частотой чувствительного элемента гироскопа реализуется полевым транзистором $VT1$. Полевой транзистор представляет собой линейный электрически переменный резистор. При малых стоковых напряжениях открытые каналы полевого транзистора ведут себя практически как линейные резисторы, проводимость которых зависит от напряжения затвора. Поскольку полярность стокового напряжения не оказывает влияния на линейность сопротивления, поэтому полевой транзистор может быть применен в цепях постоянного и переменного токов.

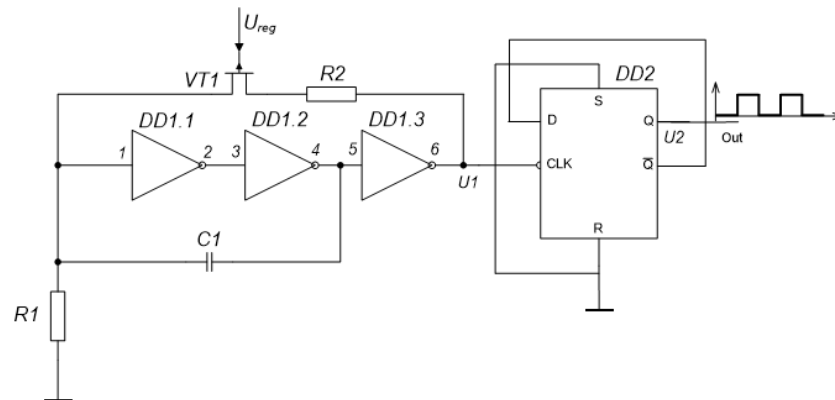


Рисунок 1.19 – Схема автогенератора с автоматической регулировкой частоты

Схема автогенератора с возможностью регулируемой скважности выполнена на основе интегрального таймера ($DD1$) и приведена на рисунке 1.20. При включении электропитания конденсатор C_1 начинает заряжаться через диод VD_1 и резисторы R_1, R_2, R_3 от 0 до $2/3$ напряжения питания интегрального таймера ($DD1$) $U_{п}$, за время t_0 . Выходное напряжение микросхемы $DD1$ в течение этого

времени равно $U_{\text{п}}$. Когда падение напряжения на частотодающем конденсаторе C_1 достигает значения $2/3U_{\text{п}}$, конденсатор C_1 начинает разряжаться через диод VD_2 и резисторы R_4, R_2 от $2/3U_{\text{п}}$ до $1/3U_{\text{п}}$.

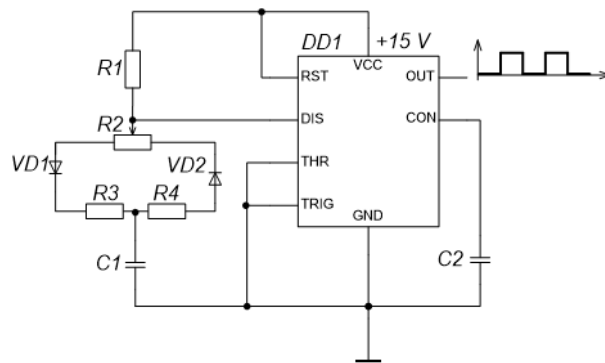


Рисунок 1.20 – Схема автогенератора с регулируемой скважностью [31-32]

После продолжительности выхода интегрального таймера t_0 формируются повторяющиеся импульсы (рисунок 1.21). Регулировка скважности последовательности импульсов осуществляется резистором R_2 .

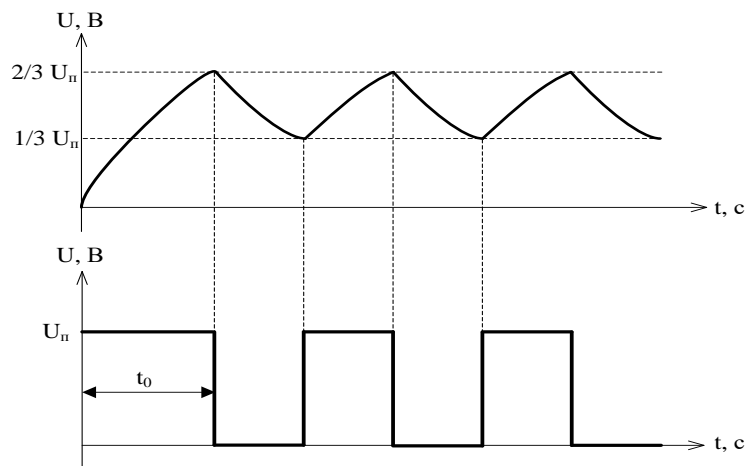


Рисунок 1.21 – Временные диаграммы работы автогенератора

Рассмотренные схемы автогенератора, как было отмечено выше, обеспечивают возбуждение первичных колебаний МЭМС гироскопа униполярными импульсами с определенной скважностью. Однако если добротность контура возбуждения является высокой, то количество подводимой энергии может оказаться избыточным, что вызывает убывание амплитуды первичных колебаний. Вследствие этого целесообразно рассмотреть другую схему автогенератора, при использовании которой частота и длительность возбуждающего импульса могут регулироваться, как показано на рисунке 1.22.

Для обеспечения автоматической регулировки частоты и длительности импульсов схема дополняется полевыми транзисторами VT_1 и VT_2 (рисунок 1.22).

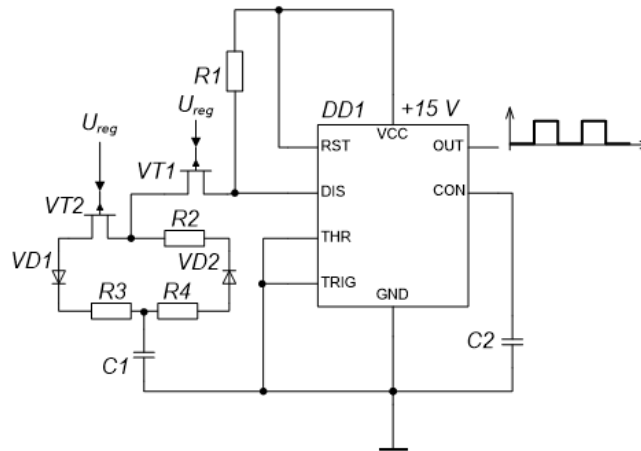


Рисунок 1.22 – Схема автогенератора с автоматической регулировкой частоты и длительности импульса [32]

1.5.2 Схемы возбуждения с автоподстройкой частоты

На рисунке 1.23 приведена структурная схема возбуждения первичных колебаний с опорным генератором. В данной схеме возбуждающий сигнал формируется генератором, управляемым напряжением (ГУН). Если частота выходного сигнала ГУН будет совпадать с собственной частотой первичных колебаний чувствительного элемента (ЧЭ), то происходит фазовое согласование и выходной сигнал ГУН будет находиться в фазе с колебательным сигналом.

Если частота выходного сигнала ГУН не совпадает с собственной частотой первичных колебаний, то будет наблюдаться фазовый сдвиг. Обязательным условием данной схемы возбуждения является необходимость формирования контура автоматической настройки частоты ГУН на собственную частоту первичных колебаний. Такой контур можно построить на основе частотного детектора, который обладает широкой полосой захвата, но относительно низкой точностью.

Существуют схемы фазовой автоподстройки частоты на основе фазового детектора (ФАПЧ), которые обладают лучшими характеристиками по точности и широко применяются в различной радиоэлектронной аппаратуре (рисунок 1.24).

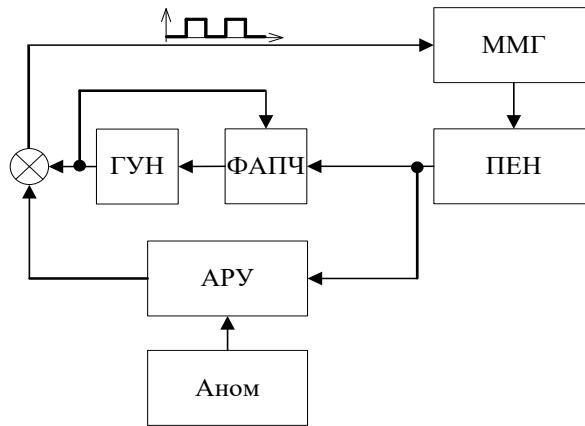


Рисунок 1.23 – Структурная схема системы возбуждения первичных колебаний с автоподстройкой частоты [33]

Структурная схема контура ФАПЧ приведена на рисунке 1.24.

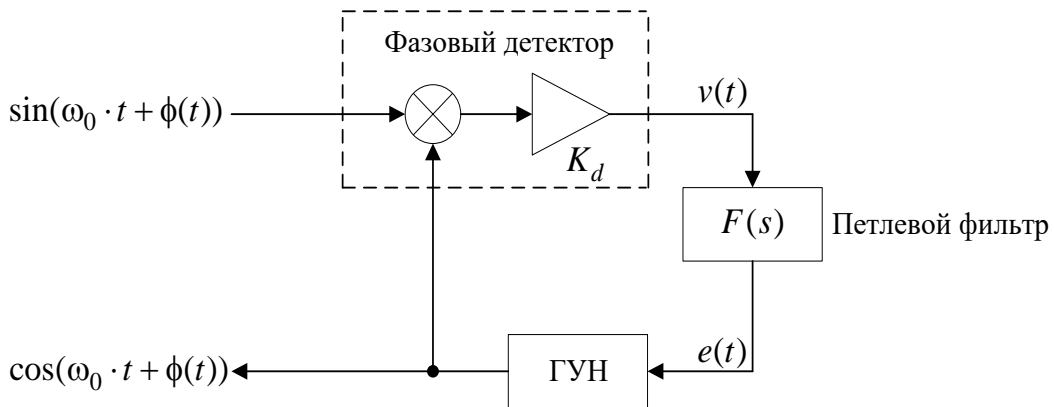


Рисунок 1.24 – Структурная схема контура ФАПЧ

Контур ФАПЧ состоит из фазового детектора, представляющего собой умножитель с коэффициентом усиления K_d , петлевого фильтра $F(s)$, который формирует управляющее напряжение $e(t)$ и ГУН. Следящий контур ФАПЧ должен постоянно вести сопровождение входного сигнала по фазе. Соответственно, генератор, входящий в состав контура, должен уметь перестраиваться по фазе. Эту роль выполняет ГУН, мгновенная частота сигнала на выходе которого зависит от управляющего напряжения, как это показано на рисунке 1.25.

$$e(t) \longrightarrow \boxed{\text{ГУН}} \longrightarrow \cos \left(\omega_0 \cdot t + K_0 \cdot \int_0^t e(t) dt \right)$$

Рисунок 1.25 – Генератор, управляемый напряжением

Схема с автоподстройкой частоты имеет ряд достоинств, таких как, высокая скорость реакции, простота реализации и точное отслеживание резонансной частоты. Для применения данной схемы для возбуждения первичных колебаний необходимо определить насколько фаза, поступающая на вход детектора, отличается от реальной фазы колебаний сенсора (это можно выяснить с помощью настройки фазовой частотной характеристики и амплитудно-частотной характеристики МИМ).

1.5.3 Возбуждение первичных колебаний на половинной собственной частоте

Кроме метода возбуждения первичных колебаний МЭМС гироскопов на своей собственной частоте, существует способ возбуждения первичных колебаний на половинной собственной частоте. В патенте [34] опубликована схема возбуждения первичных колебаний гироскопа на половинной собственной частоте. Использование сигнала половинной частоты для возбуждения первичных колебаний позволяет избежать проблем, связанных с паразитным сигналом возбуждения. Данный метод эффективно используется в вибрационной системе с достаточно высокой добротностью. Для создания возбуждающего сигнала с половинной собственной частотой первичных колебаний необходимо использовать делитель частоты (рисунок 1.26).

1.6 Системы обработки измерительной информации МИМ

На рисунке 1.27 показана архитектура системы обработки измерительной информации КМОП МЭМС гироскопа [35]. Выходной сигнал угловой скорости преобразуется в электрический сигнал прямым преобразованием, в котором используется усилитель заряда вместо преобразователя перемещения инерционной массы в электрический сигнал. Данная система позволяет контролировать только перемещение инерционной массы по направлению привода, а по чувствительной оси под действием силы Кориолиса инерционная масса может свободно перемещаться.

В 2009 году Компания InvenSense представила свой Z-осевой гироскоп, являющийся ядром инерциального модуля *MPU-3000*. Он включает в себя контур возбуждения, который создаёт гармонические колебания инерционной массы, и чувствительный контур, обнаруживающий вторичные колебания, вызванные ускорением Кориолиса (рисунок 1.28). Синхронный демодулятор используется для восстановления сигнала вращения и аналоговый цифровой преобразователь (АЦП) выдает цифровой код для микропроцессора обработки [36].

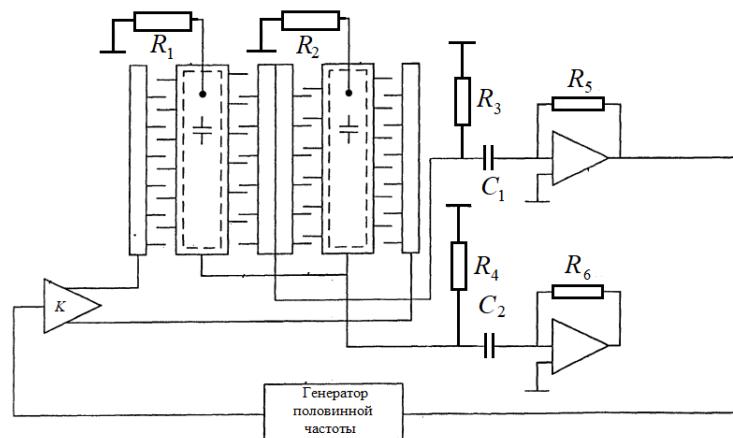


Рисунок 1.26 – Метод возбуждения первичных колебаний гироскопа на половинной собственной частоте

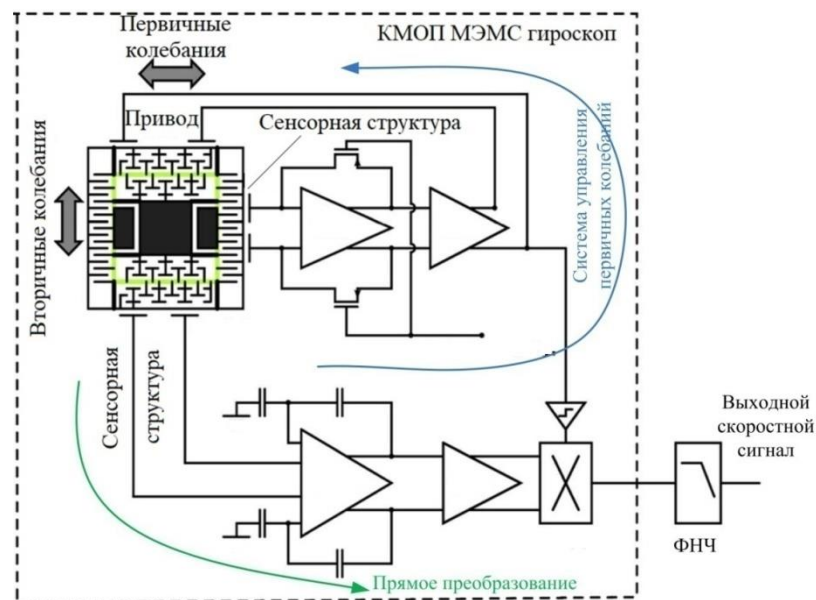


Рисунок 1.27 – Архитектура системы КМОП МЭМС гироскопа

Чувствительный контур системы является открытым, выполняющим прямое преобразование вторичных колебаний в электрический скоростной

сигнал. Корректирующий конденсатор дополнительно включается на вход усилителя заряда с целью подавления паразитного сигнала.

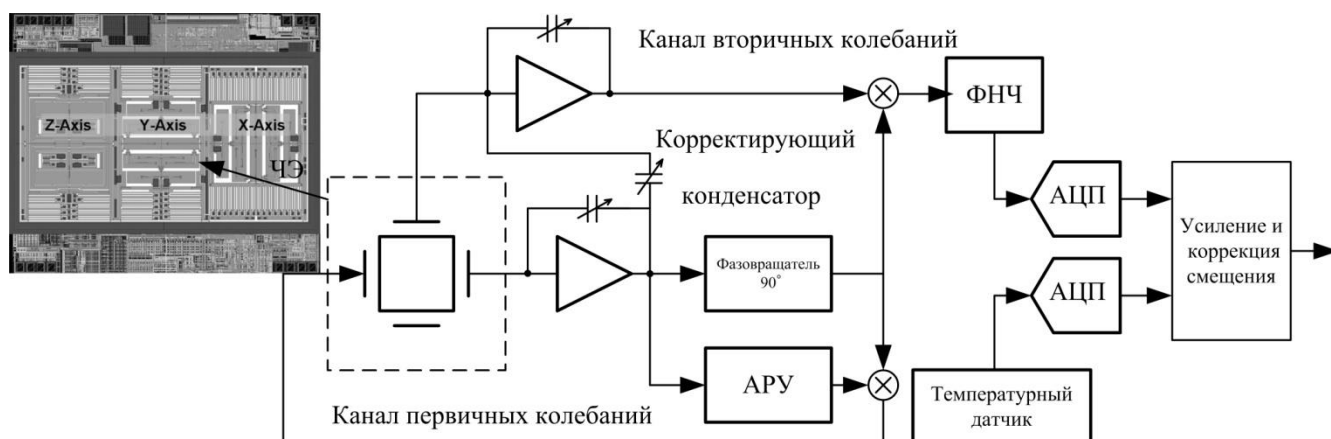


Рисунок 1.28 – Электронная цепь одноосного МЭМС гироскопа компании InvenSense

На рисунке 1.29 показана система получения выходной информации камертонного гироскопа, опубликованная в работах [37, 38].

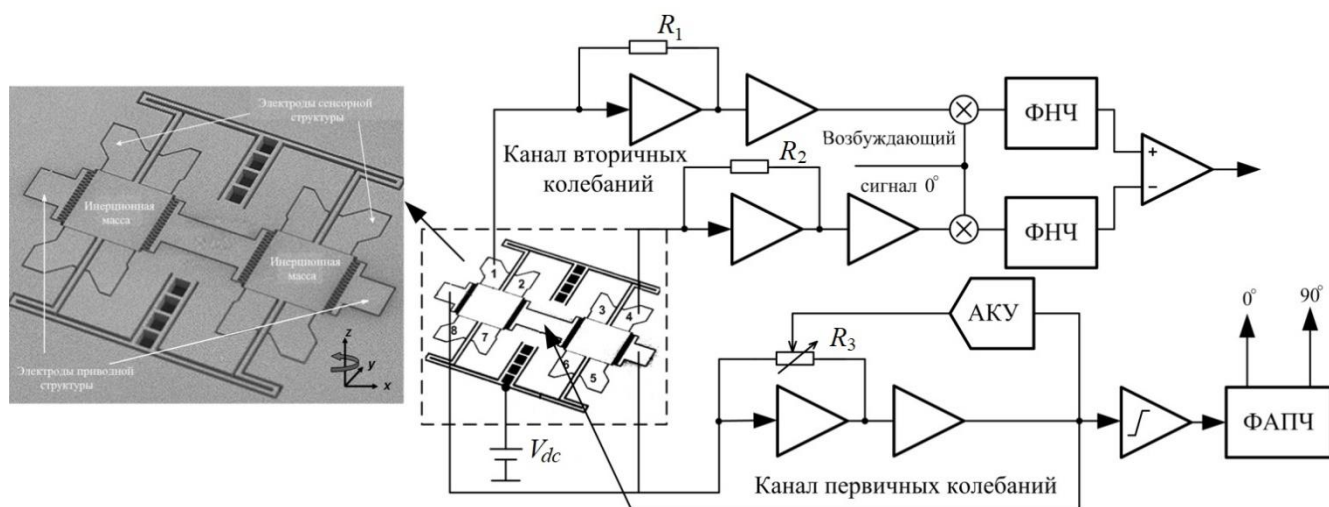


Рисунок 1.29 – Электронный интерфейс МЭМС гироскопа

Отличие по сравнению с предыдущими системами состоит в том, что колебательный сигнал инерционной массы в канале первичных колебаний воспринимается трансрезистивным усилителем, где сопротивление обратной связи контролируется автоматическим контроллером уровня (*ALC*) для получения скорости колебаний с постоянной амплитудой. Для получения выходной информации об угловой скорости открытый контур реализован с использованием демодулятора, синхронным сигналом которого является колебательный сигнал инерционной массы в канале первичных колебаний. Вторичные колебания

инерционной массы преобразуются в электрический сигнал с использованием преобразователя тока в напряжения. Скоростной сигнал получается прямым преобразованием.

На рисунке 1.30 представлена система с возбуждающей и чувствительной электроникой, примененной в МЭМС гироскопе *DRS-MM3* компании RobertBoschGmbH [39]. Данная схема имеет большое отличие от выше представленных схем. Перемещение инерционной массы в канале вторичных колебаний компенсировано замкнутым контуром, благодаря чему гироскоп непрерывно работает в компенсационном режиме.

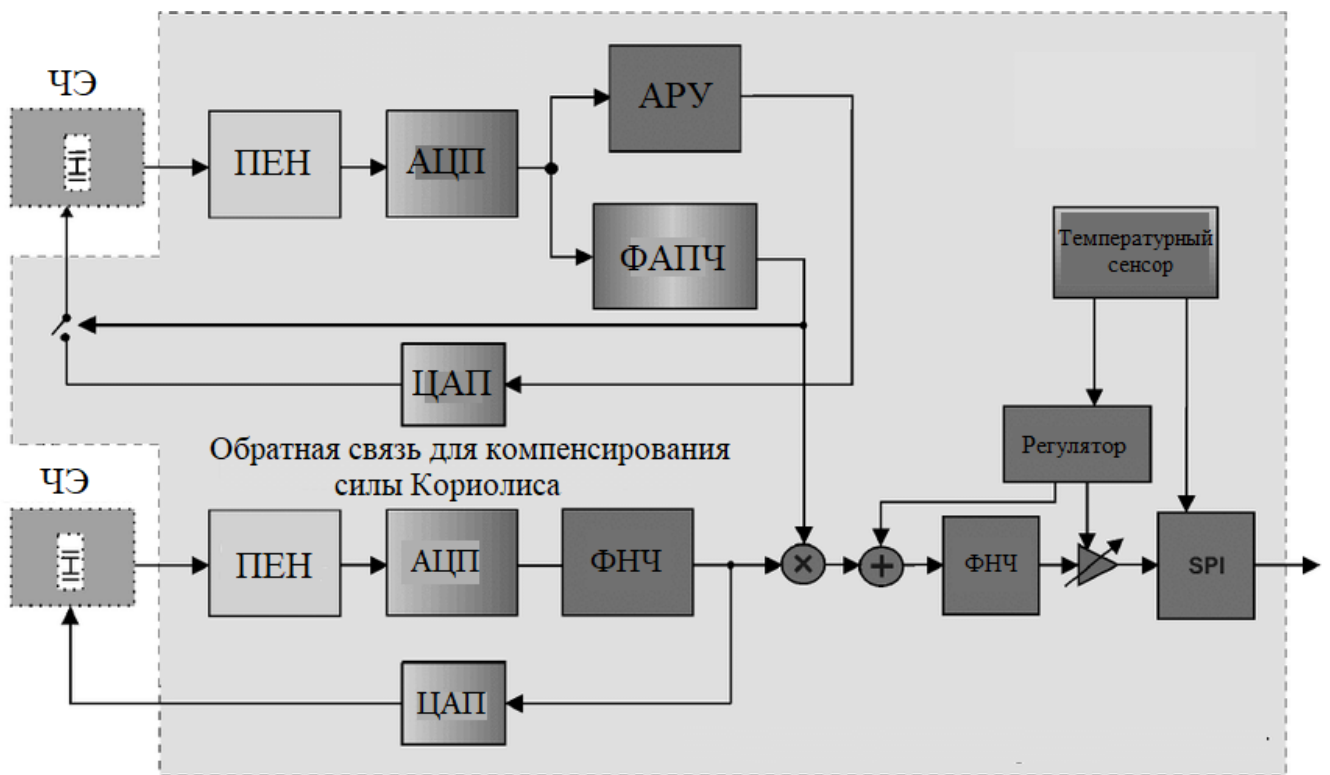


Рисунок 1.30 – Блок-схема возбуждающей электроники *DRS-MM3* компании RobertBoschGmbH

Резонанс в канале первичных колебаний осуществляется с помощью системы ФАПЧ. Амплитуда колебаний контролируется. ФАПЧ отслеживает резонанс и создает возбуждающий сигнал с частотой, совпадающей с собственной частотой первичных колебаний.

Для сравнения эффективности электронных схем некоторые характеристики рассмотренных датчиков приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Характеристики МЭМС гироскопов

Характер.	Марка	MPU-3000	Гироскоп-КМОП	DRS-MM3
Температурный дрейф, град/с/°C		0,15	0,1	(0,4 град/с)
Изменение масштаб. коэффициента, %		0,2	-	-
Нелинейность, %		2	5	0,5

В отличие от двух выше описанных гироскопов, в электронной схеме гироскопа *DRS-MM3* имеется замкнутый контур обработки и управления вторичных колебаний. В таблице 1.2 отмечена независимость от температуры его выходного сигнала. Величина смещения нуля *DRS-MM3* принимает значение 0,4 град/с во всём рабочем диапазоне температуры от минус 40 °C до 85 °C, таким образом эффективно поддерживается стабильность гироскопа *DRS-MM3*. По сравнению с двумя выше представленными гироскопами уменьшена нелинейность. Таким образом, компенсационное преобразование не только обеспечивает стабильность, но и улучшает линейность характеристики инерциального датчика.

В результате анализа рассмотренных конструкций и систем управления инерциальных датчиков можно делать следующие выводы.

Выводы к главе 1

1. Для повышения чувствительности всей системы амплитуду колебаний привода необходимо максимизировать. Это может быть достигнуто путем возбуждения первичных колебаний большими напряжениями, но это увеличит перекрёстную электрическую связь между каналами первичных и вторичных колебаний, что ухудшит их работу. Следовательно, возбуждение первичных колебаний должно осуществляться небольшими сигналами. Это не может быть достигнуто, если частота колебаний не равна резонансной частоте.

2. Для возбуждения первичных колебаний обычно применяется прямоугольный сигнал. Однако прямоугольный сигнал содержит в себе высокие

гармонические составляющие, которые могут стать источником погрешности при определении амплитуды колебаний. Кроме того, при использовании прямоугольного сигнала часто встречается проблема с пульсациями. Для устранения этих проблем нужно использовать гармонический сигнал в качестве возбуждающего сигнала и опорного сигнала для модулятора и демодулятора.

3. Существуют два способа возбуждения первичных колебаний: возбуждение с одним замкнутым автоколебательным контуром и возбуждение с двойным замкнутым контуром (контур управления по амплитуде и частоте).

4. МЭМС гироскопы с прямым преобразованием имеют простые алгоритмы управления. Их электроника состоит из системы возбуждения первичных колебаний, электронного интерфейса, блока демодуляции и блока фильтрации. Однако они чувствительны к изменению внешних факторов, таких как температура и вибрация.

5. Для получения инерциального модуля компенсационного типа необходима реализация системы управления вторичных колебаний с обратной связью. Обратная связь контура позволяет отслеживать и компенсировать перемещение инерционной массы по направлению чувствительности. При этом диапазон измерения увеличивается, масштабный коэффициент стабилизирован и погрешность уменьшается.

ГЛАВА 2

СОСТАВ И АЛГОРИТМЫ РАБОТЫ

МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ИНЕРЦИАЛЬНОГО МОДУЛЯ

Исследуемый МИМ, используемый для измерения угловых скоростей и поступательных ускорений, содержит в составе кремниевый микромеханический ЧЭ и электронный блок. ЧЭ представляет собой законченную вибрационную микросистему, в которой сочетаются функции МЭМС трёхосевого акселерометра и трёхосевого гироскопа, разработанные на базе МЭМС технологии. В состав электронного блока входят система возбуждения первичных колебаний (канал первичных колебаний), система обработки измерительной информации (канал вторичных колебаний), система обработки измерительной информации (канал вторичных колебаний).

Чувствительным элементом МИМ является микромеханический резонатор, выполненный в виде структуры кремний-стекло. ЧЭ состоит из инерционных масс (активной кремневой структуры) с подвижными электродами, подвешенными на упругих элементах, и гребенчатых неподвижных электродов (рисунок 2.1).

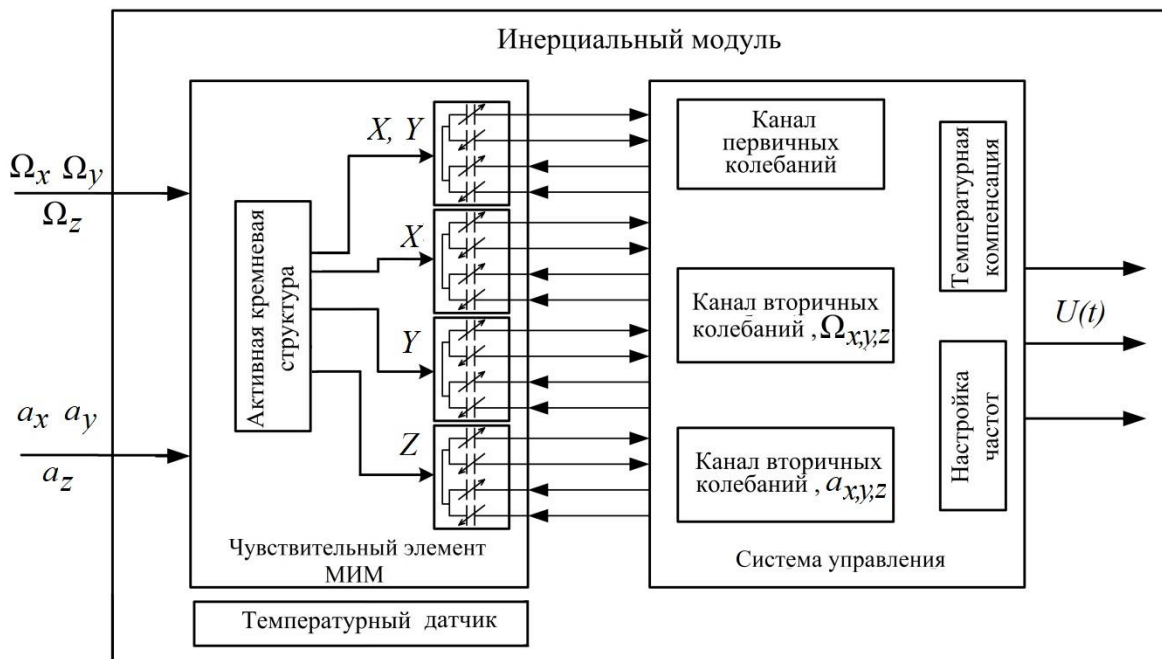


Рисунок 2.1 – Блок-схема многокомпонентного инерциального модуля

Как и МЭМС гироскоп, МИМ имеет два канала работы: канал первичных колебаний и канал вторичных колебаний, соответствующие режиму движения и режиму чувствительности [19]. Работа МИМ начинается с канала первичных колебаний, в котором инерционные массы возбуждаются путем электростатического усилия.

В канале вторичных колебаний инерционные массы совершают движение за счёт сил Кориолиса и инерционных сил, возникающих при наличии внешней угловой скорости и поступательного ускорения. Вторичные колебания инерционных масс вызывают изменения зазора между подвижными и неподвижными электродами. В результате этого происходит изменение емкостей, которые измеряются и преобразуются в выходной электрический сигнал, пропорциональный величинам угловой скорости и поступательного ускорения.

В микроэлектромеханическом инерциальном модуле чувствительный элемент имеет конструкцию, которая рассмотрена в работе [40]. С целью создания системы возбуждения и обработки измерительной информации для данного ЧЭ рассматривается его математическая модель, основные принципы электростатического усилия, емкостного измерения и динамические характеристики.

2.1 Конструкция чувствительного элемента

Микромеханический чувствительный элемент МИМ представлен на рисунках 2.2 и 2.3.

Для получения трёхосевого МИМ, который может измерять угловые скорости и поступательные ускорения по трем ортогональным направлениям, используются два двухкомпонентных модуля, повернутые относительно друг друга на угол 90° . В конструкции чувствительного элемента МИМ применяются емкостные преобразователи с изменяемыми зазорами для измерения перемещения инерционных масс при наличии угловой скорости и поступательного ускорения. Симметричное проектирование электродных структур является важным звеном для получения дифференциального емкостного измерения.

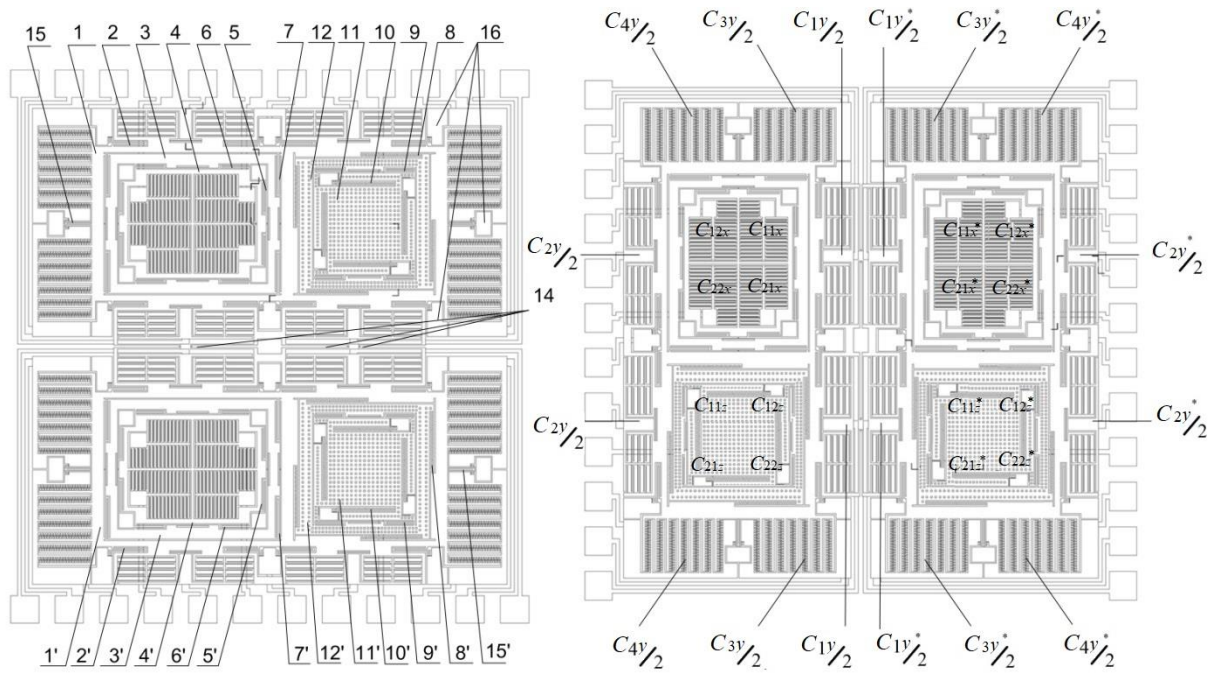


Рисунок 2.2 – Кинематическая схема чувствительного элемента МИМ

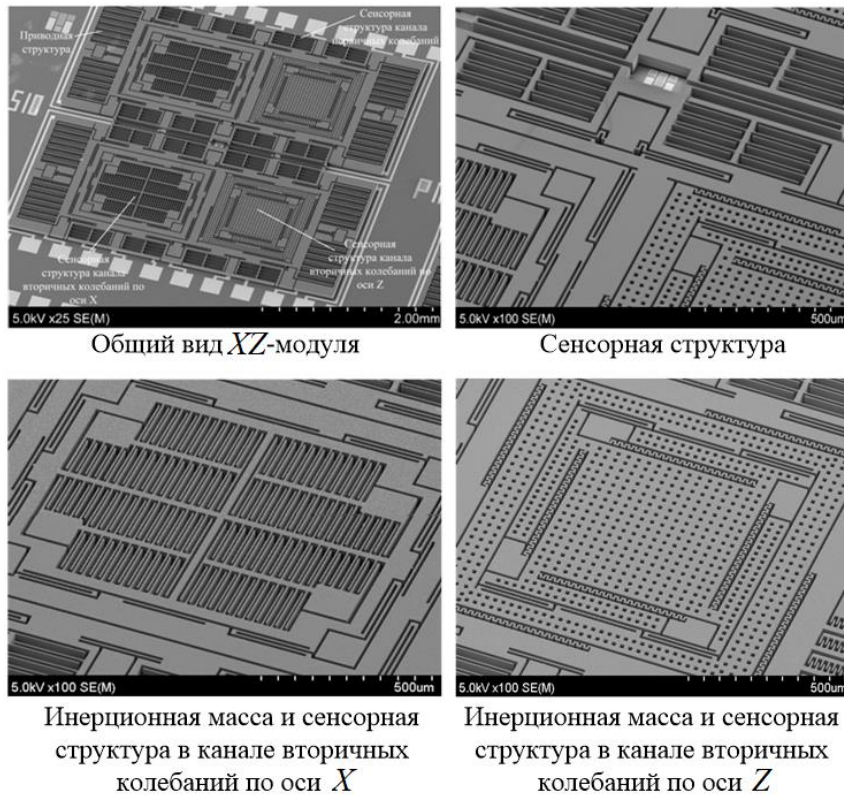


Рисунок 2.3 – Фотография чувствительного элемента МИМ с увеличением

Каждый двухкомпонентный модуль представляет собой микромеханическую вибрационную структуру с развязывающими рамками (3, 12, 3', 12'), подвешенными в наружных рамках (1, 1') на упругих элементах (7, 8, 7' и 8'). Вся конструкция установлена на анкерах 16 при помощи упругих элементов

(2, 2', 15 и 15'), которые позволяют наружным рамкам двигаться только по направлению привода.

Чувствительный элемент МИМ устанавливается в корпусе на плате вместе с электронными компонентами (рисунок 2.4).

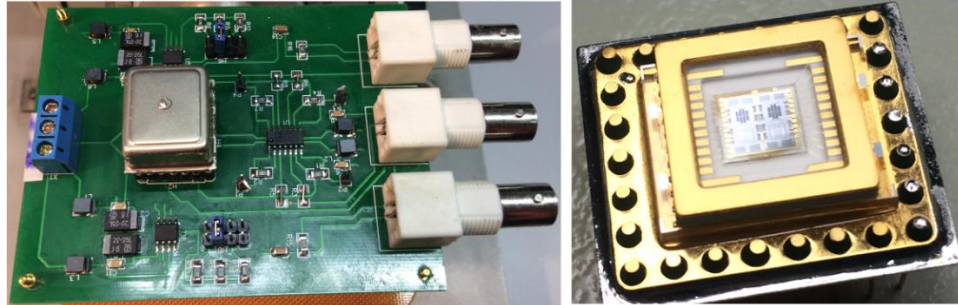


Рисунок 2.4 – Чувствительный элемент в корпусе

Эквивалентная схема чувствительного элемента МИМ представлена на рисунке 2.5.

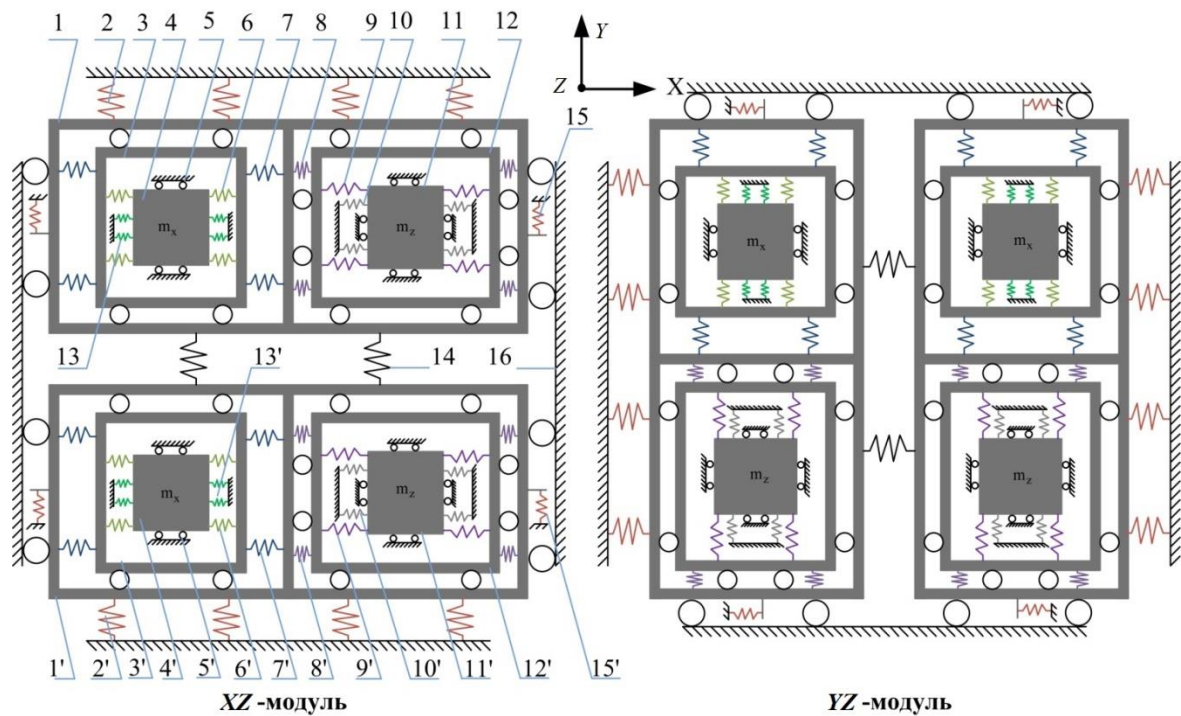


Рисунок 2.5 – Эквивалентная схема ЧЭ МИМ

Противоположные первичные колебания каждого модуля (вдоль оси Y для XZ -модуля, вдоль оси X для YZ -модуля) обеспечиваются на одной частоте путем объединения двух одинаковых наружных рамок 1 и 1' между собой слабыми пружинами 14, имеющими маленькую жесткость по направлению привода. Кроме этого, упругие элементы подвеса (7, 8, 7' и 8') спроектированы таким образом,

чтобы по направлению привода их жесткости были намного больше жесткостей по направлению чувствительности. Таким образом, при возбуждении первичных колебаний развязывающие рамки будут колебаться вместе с наружными рамками. В первичных колебаниях не участвуют инерционные тела (4, 11, 4' и 11'), поскольку упругие элементы (10, 13, 10' и 13'), на которых подвешены эти инерционные тела на анкерах 16, имеют жесткости по направлению привода намного больше, чем жесткости упругих элементов (6, 9, 6' и 9'), которые соединяют их с развязывающими рамками.

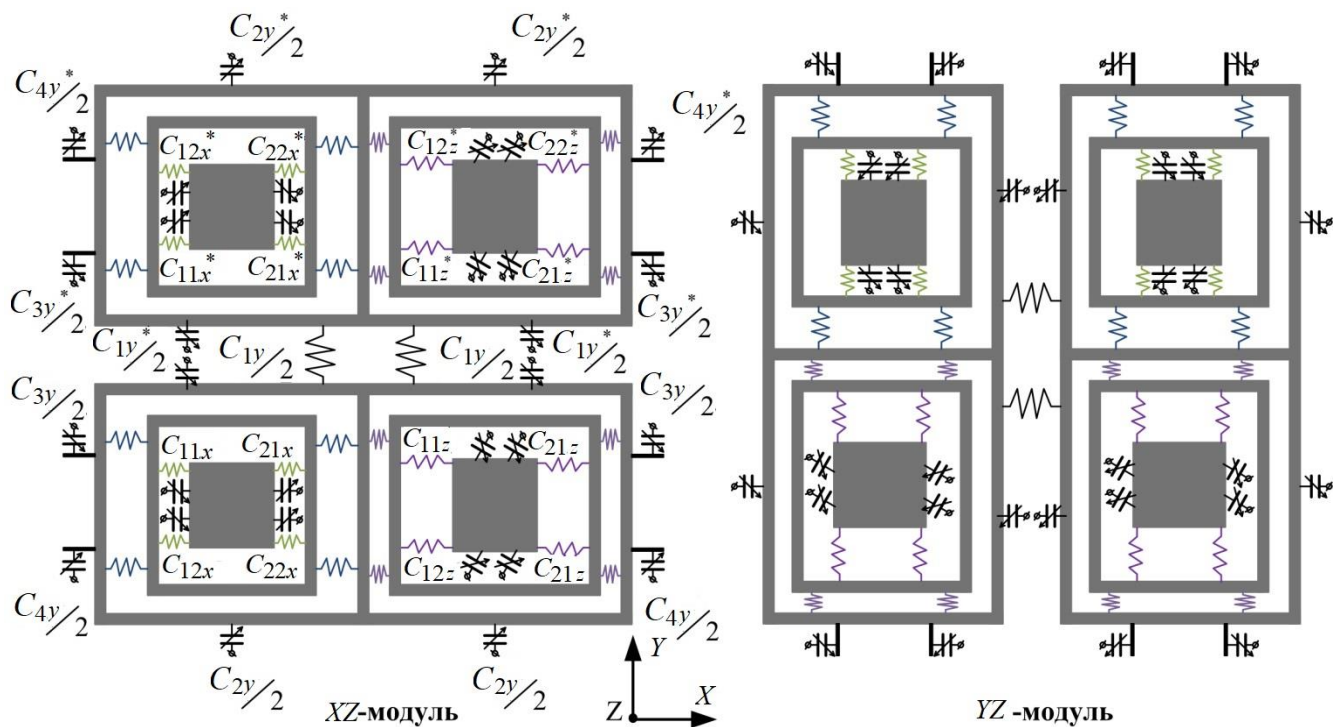


Рисунок 2.6 – Электродные структуры ЧЭ МИМ

В каждом двухкомпонентном инерциальном модуле имеется четыре пары емкостных сенсорных структур с общим электродом (рисунок 2.6). Ёмкости каждой пары могут изменяться в зависимости от величин измеряемых угловых скоростей и поступательных ускорений. Емкостные сенсорные структуры каждой пары расположены симметрично относительно инерционной массы.

Предположим, что в XZ-модуле вдоль оси Y возбуждены гармонические первичные колебания и вокруг оси Z имеется угловая скорость основания Ω_z . Вследствие этого будут возникать силы Кориолиса, вызывающие вдоль оси X вторичные колебания инерционных масс 4 или 4' и развязывающих рамок 3 или

3'. Колебания инерционных масс вдоль оси X называются информационными колебаниями, в результате которых происходят изменения емкостей C_{11x} , C_{21x} , C_{11x}^* и C_{21x}^* . Изменения этих емкостей также наблюдается при наличии поступательного ускорения вдоль оси X .

Аналогичным образом, если по оси координат X присутствует угловая скорость Ω_x и поступательное ускорение вдоль оси Z , то в планарных электродных структурах будут изменяться емкости C_{11z} , C_{21z} , C_{11z}^* и C_{21z}^* . Все изменения емкостей преобразуются в электрические сигналы с помощью преобразователей емкости в напряжение (ПЕН). Таким образом, XZ -модуль позволяет одновременно определить угловую скорость и поступательное ускорение по двум осям X и Z .

Имея конструкцию, одинаковую с XZ -модулем, но повернутую относительно него на 90° , YZ -модуль позволяет определять угловую скорость и поступательное ускорение вдоль двух осей Y и Z .

Таким образом, ортогональное объединение двух одинаковых двухкомпонентных модулей на одном основании позволяет измерять параметры углового и поступательного движений по трём осям координат. В результате получается МИМ с шестью степенями свободы. Применение развязывающихся рамок позволяет изолировать информативные колебания (вторичные колебания) от первичных колебаний. Благодаря этому уменьшается квадратурная ошибка в выходном сигнале.

На рисунке 2.6 электродные структуры с емкостями C_{1y} , C_{2y} , C_{1y}^* и C_{2y}^* используются для обнаружения первичных колебаний. C_{3y} , C_{4y} , C_{3y}^* , C_{4y}^* являются емкостями приводных структур, использующихся для создания электростатических сил, с помощью которых возбуждаются первичные колебания. Корректирующие структуры с емкостями C_{12x} , C_{22x} , C_{12x}^* и C_{22x}^* в цепи обратной связи применяются с целью компенсации перемещений инерционных масс по направлению чувствительности X . Электродные структуры

с емкостями C_{12z} , C_{22z} , C_{12z}^* , C_{22z}^* применяются для компенсации перемещений инерционных масс по направлению чувствительности Z .

2.2 Математическая модель чувствительного элемента МИМ

Для составления уравнений движений инерционных масс ЧЭ МИМ достаточно исследовать только XZ -модуль, так как YZ -модуль идентичен. XZ -модуль может быть изображен как упрощенная модель сосредоточенных масс, которые имеют упругую связь между собой и подвешены на анкерах с помощью упругих элементов. Благодаря различным коэффициентам жесткости упругих элементов по различным направлениям, при составлении математических уравнений движения можно принимать следующие условия:

- две наружные рамки 1 и 1' могут совершать перемещения только по направлению привода (ось координат Y);
- развязывающие рамки 3 и 3' имеют свободу движения по направлениям привода и чувствительности (оси координат Y и X);
- инерционные массы 4 и 4' могут двигаться только по оси координат X ;
- развязывающие рамки 12 и 12' обладают свободой перемещения по направлениям привода и чувствительности (оси координат Y и Z);
- инерционные массы 11 и 11' могут совершать движение только по оси координат Z .

2.2.1 Канал первичных колебаний

В канале первичных колебаний возбуждаются колебания наружных (1, 1') и развязывающих (3, 12, 3', 12') рамок. Поскольку по направлению привода жесткость упругих элементов, связывающих наружные и развязывающие рамки, намного больше жесткости по другим направлениям, то в канале первичных колебаний две эти рамки можно считаться одной инерционной массой. Канал первичных колебаний может рассматриваться как упрощенная механическая

колебательная система второго порядка, состоящая из двух масс, упругих элементов и сил вязкого трения (рисунок 2.7).

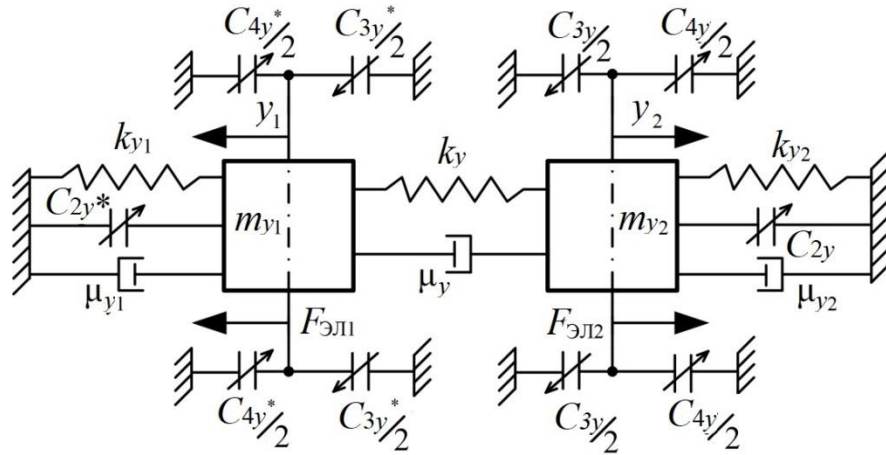


Рисунок 2.7 – Эквивалентная схема канала первичных колебаний по оси Y

В схеме показана система двух сосредоточенных масс, соединенных между собой и с анкерами через упругие элементы. При возбуждении первичных колебаний в системе присутствует затухание, которое вызывается силами вязкого трения с коэффициентами μ_{y1} , μ_{y2} и μ_y . К инерционным массам приложены противоположные электростатические силы $F_{Эл1}$ и $F_{Эл2}$, равные по величине. Тогда инерционные массы будут совершать антифазные колебания y_1 и y_2 . Уравнения движения инерционных масс имеют вид:

$$m_{y1}\ddot{y}_1 + (\mu_{y1} + \mu_y)\dot{y}_1 + (k_{y1} + k_y)y_1 - \mu_y\dot{y}_2 - k_y y_2 = F_{Эл1}, \quad (2.1)$$

$$m_{y2}\ddot{y}_2 + (\mu_{y2} + \mu_y)\dot{y}_2 + (k_{y2} + k_y)y_2 - \mu_y\dot{y}_1 - k_y y_1 = F_{Эл2}, \quad (2.2)$$

где m_{y1} , m_{y2} – массы инерционных масс, которые совершают первичные колебания по противоположным направлениям; k_y – коэффициент жесткости упругих элементов, находящихся между инерционными массами по направлению привода Y ; k_{y1} , k_{y2} – коэффициенты жесткости упругих элементов, на которых повешены наружные и развязывающие рамки над подложкой.

Для получения гармонических антифазных колебаний к инерционным массам приложены электростатические силы, изменяющиеся по гармоническому закону:

$$F_{\text{ЭЛ1}} = F_m \sin(\omega t); F_{\text{ЭЛ2}} = -F_m \sin(\omega t). \quad (2.3)$$

Упругие элементы с коэффициентом жесткости k_y выравнивают собственные частоты первичных колебаний инерционных масс. При симметричной конструкции можно принять следующие условия: $m_{y1} = m_{y2} = m_y$, $\mu_{y1} = \mu_{y2} = \mu_{y0}$ и $k_{y1} = k_{y2} = k_{y0}$. Тогда уравнения движения принимают вид:

$$\ddot{y}_1 + \frac{\omega_{y0}}{Q_y} \dot{y}_1 + \omega_{y0}^2 y_1 = \frac{F_{\text{ЭЛ1}}}{m_y}. \quad (2.4)$$

$$\ddot{y}_2 + \frac{\omega_{y0}}{Q_y} \dot{y}_2 + \omega_{y0}^2 y_2 = \frac{F_{\text{ЭЛ2}}}{m_y}. \quad (2.5)$$

Решения уравнений (2.4) и (2.5) должны иметь гармонический вид, поэтому сначала предполагаем решения в виде:

$$y_1 = y_m \sin(\omega t + \varphi) \text{ и } y_2 = -y_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (2.6)$$

Уравнение (2.4) можно переписать таким образом:

$$\left[\omega_{y0}^2 - \omega^2 \right] \cdot y_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) + \frac{\omega_{y0}}{Q_y} \omega y_m \cos(\omega t + \varphi) = \frac{F_m}{m_y} \sin(\omega t). \quad (2.7)$$

Амплитуда и фаза первичных колебаний инерционных масс определяются выражениями:

$$y_m = \frac{F_m}{m_y \sqrt{(\omega_{y0}^2 - \omega^2)^2 + \frac{\omega_{y0}^2 \omega^2}{Q_y^2}}}; \varphi = -\text{arctg} \frac{\omega_{y0} \omega}{Q_y (\omega_{y0}^2 - \omega^2)}, \quad (2.8)$$

где $\omega_{y0} = \sqrt{(k_{y0} + 2k_y) / m_y}$, $Q_y = \omega_{y0} m_y / (\mu_{y0} + 2\mu_y)$ – собственная частота и добротность первичных колебаний. На собственной частоте амплитуда первичных колебаний максимальна и фазовый сдвиг достигает минус 90° :

$$y_m = \frac{Q_y F_m}{m_y \omega_{y0}^2}; \varphi = -90^\circ. \quad (2.9)$$

В режиме гироскопа сила Кориолиса является основным источником, вызывающим реакцию инерционных масс на угловую скорость, то есть вторичные колебания. Сила Кориолиса, содержащая информацию об угловой

скорости, прямо пропорциональна амплитуде скорости первичных колебаний. Для повышения чувствительности к угловой скорости величина силы Кориолиса должна иметь максимальное значение. Таким образом, первичные колебания необходимо возбуждать со стабильной и максимальной скоростью. Эффективный способ возбуждения первичных колебаний с максимальной скоростью является резонансным возбуждением, который будет рассматриваться в главе 4.

2.2.2 Канал вторичных колебаний

Канал вторичных колебаний называется информативным каналом, в котором перемещения инерционных масс и развязывающих рамок по направлениям чувствительности отслеживаются для определения наличия переносной угловой скорости и линейного ускорения основания. Каждый двухкомпонентный инерциальный модуль обладает двумя осями чувствительности (для XZ-модуля: оси X и Z).

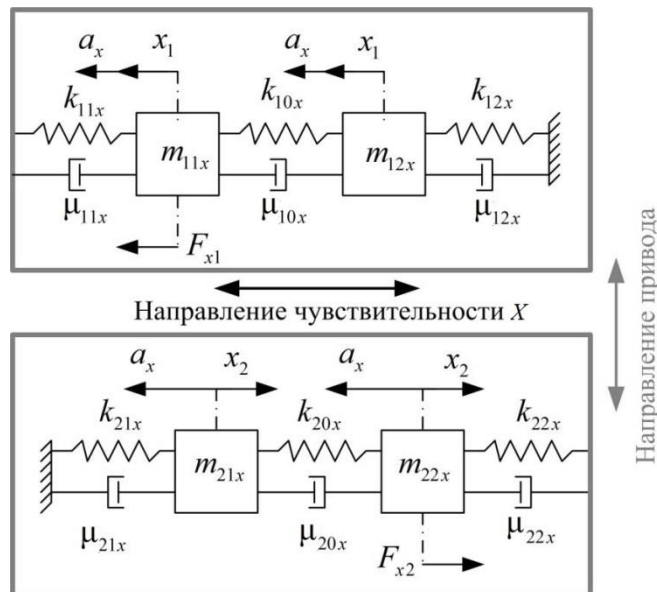


Рисунок 2.8 – Эквивалентная схема вторичного канала по оси чувствительности X

где m_{11x} – масса развязывающей рамки 3; m_{21x} – масса развязывающей рамки 3'; m_{12x} – масса инерционного тела 4; m_{22x} – масса инерционного тела 4'; k_{10x} – жесткость упругих элементов между развязывающей рамкой 3 и инерционным телом 4 по оси X; k_{20x} – жесткости упругих элементов между развязывающей

рамкой 3' и инерционным телом 4'; k_{12x} , k_{21x} – жесткости упругих элементов, на которых установлены инерционные тела m_{12x} и m_{21x} на анкерах; k_{11x} , k_{22x} – жесткости упругих элементов, соединяющих развязывающие рамки m_{11x} и m_{22x} с наружными рамками; μ_{11x} – коэффициент сил вязкого трения между развязывающей рамкой 3 и наружной рамкой 1; μ_{22x} – коэффициент сил вязкого трения между развязывающей рамкой 3' и наружной рамкой 1'; μ_{10x} – коэффициент сил вязкого трения между развязывающей рамкой 3 и инерционным телом 4; μ_{20x} – коэффициент сил вязкого трения между развязывающей рамкой 3' и инерционным телом 4'; μ_{12x} – коэффициент сил вязкого трения между инерционным телом 4 и анкерами; μ_{21x} – коэффициент сил вязкого трения между инерционным телом 4' и анкерами; F_{x1} и F_{x2} – силы Кориолиса по оси X, генерирующиеся угловой скоростью вокруг оси Z; a_x – поступательное ускорение. Упрощенный вид эквивалентной схемы канала вторичных колебаний двухкомпонентного XZ-модуля по оси чувствительности Z изображен в рисунке 2.9.

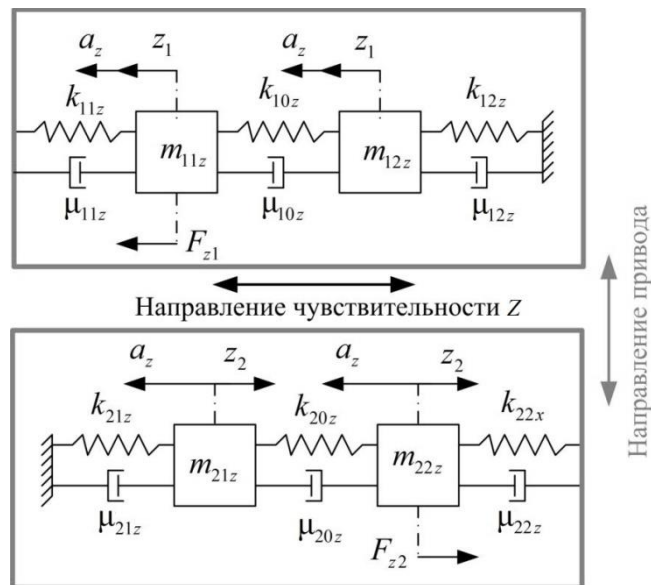


Рисунок 2.9 – Эквивалентная схема вторичного канала по оси Z

По каждой оси чувствительности двухкомпонентный инерциальный модуль можно представить как две симметричные механические системы, состоящие из двух масс, трёх пружин и трёх демпферов. При наличии угловой

скорости и поступательного ускорения развязывающие рамки будут колебаться под воздействием силы Кориолиса и инерционной силы. Упрощенный вид эквивалентной схемы вторичного канала двухкомпонентного XZ -модуля по оси чувствительности X изображен на рисунке 2.8.

Для исследования динамики вторичного канала достаточно рассматривать только вышеуказанную систему по оси чувствительности X (рисунок 2.8). По оси чувствительности Z аналогичная схема.

Предполагаем, что процесс изготовления ЧЭ МИМ выполнен идеально. Тогда можно принять: $m_{11x} = m_{22x}$, $m_{12x} = m_{21x}$, $\mu_{11x} = \mu_{22x}$, $\mu_{12x} = \mu_{21x}$, $k_{11x} = k_{22x}$, $k_{12x} = k_{21x}$ и $k_{10x} = k_{20x}$. Упругие элементы k_{10x} и k_{20x} спроектированы так, что их жесткость намного больше, чем жесткости упругих элементов k_{11x} , k_{22x} , k_{12x} и k_{21x} . При этом можно считать, что инерционные тела и развязывающие рамки жестко связаны между собой. Если пренебречь массой упругих элементов k_{10x} и k_{20x} , то уравнения движения инерционного тела и развязывающей рамки под действием сил Кориолиса и инерции принимают вид:

$$(m_{11x} + m_{12x})\ddot{x}_1 + (\mu_{11x} + \mu_{12x})\dot{x}_1 + (k_{11x} + k_{12x})x_1 = F_{x1} + (m_{11x} + m_{12x})a_x. \quad (2.10)$$

$$(m_{22x} + m_{21x})\ddot{x}_2 + (\mu_{22x} + \mu_{21x})\dot{x}_2 + (k_{22x} + k_{21x})x_2 = F_{x2} + (m_{22x} + m_{21x})a_x. \quad (2.11)$$

Пусть переносная угловая скорость Ω_z вокруг оси Z и поступательное ускорение a_x вдоль оси X имеют следующий вид:

$$\Omega_z = \Omega_{mz} \cos(\omega_1 t); \quad a_x = a_{mx} \cos(\omega_2 t). \quad (2.12)$$

Если первичные колебания возбуждаются на собственной частоте гироскопа, то силы Кориолиса определяются как:

$$F_{x1} = -(m_{11x} + m_{12x})y_m \omega_{y0} \Omega_{mz} \left[\sin((\omega_1 + \omega_{y0})t) + \sin((\omega_1 - \omega_{y0})t) \right]. \quad (2.13)$$

$$F_{x2} = (m_{22x} + m_{21x})y_m \omega_{y0} \Omega_{mz} \left[\sin((\omega_1 + \omega_{y0})t) + \sin((\omega_1 - \omega_{y0})t) \right]. \quad (2.14)$$

Решения уравнений (2.10, 2.11) определяют информативные перемещения инерционных масс вдоль оси чувствительности X .

$$\begin{aligned}
x_1 = & \frac{-y_m \omega_{y0} \Omega_{mz}}{\sqrt{\left[\frac{k_{11x} + k_{12x}}{m_{11x} + m_{12x}} - (\omega_1 + \omega_{y0})^2 \right]^2 + \frac{(\omega_1 + \omega_{y0})^2 (k_{11x} + k_{12x})}{(m_{11x} + m_{12x}) Q_x^2}}} \sin\left((\omega_1 + \omega_{y0})t + \alpha_1\right) \\
& + \frac{-y_m \omega \Omega_{mz}}{\sqrt{\left[\frac{k_{11x} + k_{12x}}{m_{11x} + m_{12x}} - (\omega_{y0} - \omega_1)^2 \right]^2 + \frac{(\omega_{y0} - \omega_1)^2 (k_{11x} + k_{12x})}{(m_{11x} + m_{12x}) Q_x^2}}} \sin\left((\omega_{y0} - \omega_1)t + \alpha_1\right) \quad . (2.15) \\
& + \frac{a_{mx}}{\sqrt{\left[\frac{k_{11x} + k_{12x}}{m_{11x} + m_{12x}} - \omega_2^2 \right]^2 + \frac{\omega_2^2 (k_{11x} + k_{12x})}{(m_{11x} + m_{12x}) Q_x^2}}} \cos(\omega_2 t + \alpha_2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
x_2 = & \frac{y_m \omega_{y0} \Omega_{mz}}{\sqrt{\left[\frac{k_{11x} + k_{12x}}{m_{11x} + m_{12x}} - (\omega_1 + \omega_{y0})^2 \right]^2 + \frac{(\omega_1 + \omega_{y0})^2 (k_{11x} + k_{12x})}{(m_{11x} + m_{12x}) Q_x^2}}} \sin\left((\omega_1 + \omega_{y0})t + \alpha_1\right) \\
& + \frac{y_m \omega \Omega_{mz}}{\sqrt{\left[\frac{k_{11x} + k_{12x}}{m_{11x} + m_{12x}} - (\omega_{y0} - \omega_1)^2 \right]^2 + \frac{(\omega_{y0} - \omega_1)^2 (k_{11x} + k_{12x})}{(m_{11x} + m_{12x}) Q_x^2}}} \sin\left((\omega_{y0} - \omega_1)t + \alpha_1\right) \quad . (2.16) \\
& + \frac{a_{mx}}{\sqrt{\left[\frac{k_{11x} + k_{12x}}{m_{11x} + m_{12x}} - \omega_2^2 \right]^2 + \frac{\omega_2^2 (k_{11x} + k_{12x})}{(m_{11x} + m_{12x}) Q_x^2}}} \cos(\omega_2 t + \alpha_2)
\end{aligned}$$

Обозначим $\omega_{x0} = \sqrt{(k_{11x} + k_{12x}) / (m_{11x} + m_{12x})}$ – собственная частота и $Q_x = \omega_x (m_{11x} + m_{12x}) / (\mu_{11x} + \mu_{12x})$ – добротность по оси X ; α_1, α_2 – фазовые сдвиги.

$$\begin{aligned}
x_1 = & \frac{-y_m \omega_{y0} \Omega_{mz}}{\sqrt{\left[\omega_{x0}^2 - (\omega_1 + \omega_{y0})^2 \right]^2 + (\omega_1 + \omega_{y0})^2 \omega_{x0}^2 / Q_x^2}} \sin\left((\omega_1 + \omega_{y0})t + \alpha_1\right) \\
& + \frac{-y_m \omega_{y0} \Omega_{mz}}{\sqrt{\left[\omega_{x0}^2 - (\omega_{y0} - \omega_1)^2 \right]^2 + (\omega_{y0} - \omega_1)^2 \omega_{x0}^2 / Q_x^2}} \sin\left((\omega_{y0} - \omega_1)t + \alpha_1\right) \quad . (2.17) \\
& + \frac{a_{mx}}{\sqrt{\left[\omega_{x0}^2 - \omega_2^2 \right]^2 + \omega_2^2 \omega_{x0}^2 / Q_x^2}} \cos(\omega_2 t + \alpha_2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
x_2 = & \frac{y_m \omega_{y0} \Omega_{mz}}{\sqrt{[\omega_{x0}^2 - (\omega_1 + \omega_{y0})^2]^2 + (\omega_1 + \omega_m)^2 \omega_{x0}^2 / Q_x^2}} \sin((\omega_1 + \omega_{y0})t + \alpha_1) \\
& + \frac{y_m \omega_y \Omega_{mz}}{\sqrt{[\omega_{x0}^2 - (\omega_{y0} - \omega_1)^2]^2 + (\omega_{y0} - \omega_1)^2 \omega_{x0}^2 / Q_x^2}} \sin((\omega_{y0} - \omega_1)t + \alpha_1) \quad . \quad (2.18) \\
& + \frac{a_{mx}}{\sqrt{[\omega_{x0}^2 - \omega_2^2]^2 + \omega_2^2 \omega_{x0}^2 / Q_x^2}} \cos(\omega_2 t + \alpha_2)
\end{aligned}$$

Чувствительности гироскопа к угловой скорости и линейному ускорению по оси X определяются выражениями:

$$S_{\Omega_z} = \frac{2y_m \omega_{y0}}{\sqrt{[\omega_{x0}^2 - \omega_{y0}^2]^2 + \frac{\omega_{y0}^2 \omega_{x0}^2}{Q_x^2}}} \quad . \quad (2.19)$$

$$S_{ax} = \frac{1}{\sqrt{[\omega_{x0}^2 - \omega_2^2]^2 + \frac{\omega_2^2 \omega_{x0}^2}{Q_x^2}}} \quad . \quad (2.20)$$

Из выражения (2.19) видно, что если собственные частоты первичных и вторичных колебаний согласованы ($\omega_{y0} = \omega_{x0}$), то чувствительность МИМ к угловой скорости достигает своего максимума. Поэтому для повышения механической чувствительности МИМ ЧЭ проектируется таким образом, чтобы различие между собственными частотами первичных и вторичных колебаний было минимально (меньше 100 Гц) [41]. С помощью системы настройки резонансных частот согласование собственных частот выполняется автоматически, рабочий механизм которого объясняется в главе 5.

2.3 Алгоритмы получения выходной информации МИМ

Как показано в разделе 2.2 в состав микромеханического ЧЭ МИМ входят два одинаковых двухкомпонентных инерциальных модуля с промежуточными телами, повернутые относительно друг друга на 90° (XZ -модуль и YZ -модуль). XZ -модуль измеряет угловые скорости Ω_x , Ω_z и поступательные ускорения a_x , a_z , YZ -модуль измеряет угловые скорости Ω_y , Ω_z и поступательные ускорения

a_y, a_z . В каждом модуле используются четыре пары электродных сенсорных структур с общим электродом для обнаружения информативных перемещений и четыре пары электродных структур для компенсации этих перемещений. Схема перемещений инерционных масс XZ -модуля показана на рисунке 2.10.

Из рисунка 2.10 электродных сенсорных структур видно, что при наличии угловой скорости вокруг оси Z и поступательного ускорения вдоль оси X в XZ -модуле наблюдаются изменения емкостей конденсаторов $C_{11x}, C_{21x}, C_{11x}^*, C_{21x}^*$.

$$\begin{aligned} C_{11x} &= C_{01} - \Delta C_{\Omega_z} - \Delta C_{ax} \\ C_{21x} &= C_{01} + \Delta C_{\Omega_z} + \Delta C_{ax} \\ C_{11x}^* &= C_{01} + \Delta C_{\Omega_z} - \Delta C_{ax} \\ C_{21x}^* &= C_{01} - \Delta C_{\Omega_z} + \Delta C_{ax} \end{aligned} \quad (2.21)$$

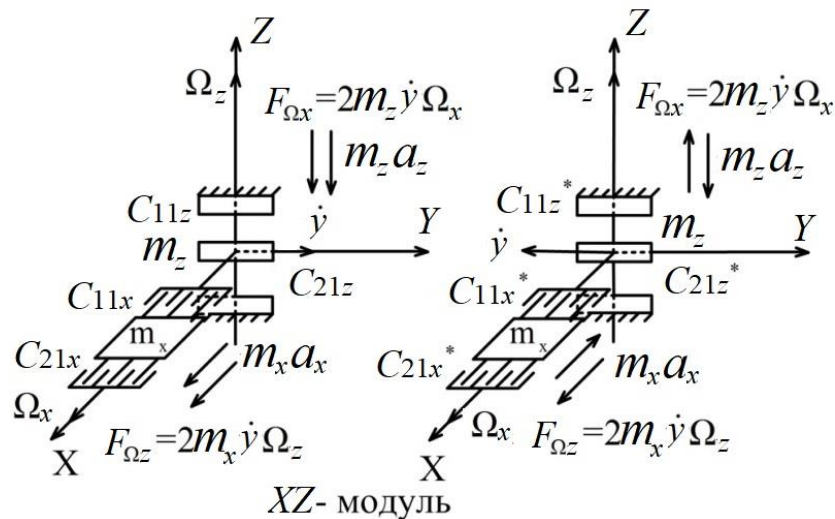


Рисунок 2.10 – Схема перемещений инерционных масс в канале вторичных колебаний

При наличии угловой скорости вокруг оси X и поступательного ускорения вдоль оси Z изменяются емкости $C_{11z}, C_{21z}, C_{11z}^*$ и C_{21z}^* .

$$\begin{aligned} C_{11z} &= C_{02} - \Delta C_{\Omega_x} - \Delta C_{az} \\ C_{21z} &= C_{02} + \Delta C_{\Omega_x} + \Delta C_{az} \\ C_{11z}^* &= C_{02} + \Delta C_{\Omega_x} - \Delta C_{az} \\ C_{21z}^* &= C_{02} - \Delta C_{\Omega_x} + \Delta C_{az} \end{aligned} \quad (2.22)$$

где C_{01} и C_{02} – начальные значения емкостей конденсаторов; $\Delta C_{\Omega x}$ и $\Delta C_{\Omega z}$ – изменения емкостей конденсаторов, обусловленные переносными угловыми скоростями; ΔC_{ax} и ΔC_{az} – изменения емкостей конденсаторов, обусловленные поступательными ускорениями.

Алгоритм вычисления угловых скоростей и линейных ускорений МИМ имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} \Delta C_{\Omega x} & \Delta C_{ax} \\ \Delta C_{\Omega z} & \Delta C_{az} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(C_{21z}^* - C_{11z}^*) - (C_{21z} - C_{11z})}{4} & \frac{(C_{21x}^* - C_{11x}^*) + (C_{21x} - C_{11x})}{4} \\ \frac{(C_{21x}^* - C_{11x}^*) - (C_{21x} - C_{11x})}{4} & \frac{(C_{21z}^* - C_{11z}^*) + (C_{21z} - C_{11z})}{4} \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

2.4 Электродные структуры ЧЭ МИМ

Электродные структуры ЧЭ МИМ являются основным связующим звеном между механическими и электрическими частями. Электродные структуры можно разделить на два типа: с изменением зазора между электродами и с изменением площади перекрытия электродов. Они могут быть применены для выполнения различных задач, таких как датчики перемещений (сенсорные структуры), вибропривод (приводные структуры) и корректирующие структуры [41-43].

С целью возбуждения первичных колебаний чаще используются приводные гребенчатые структуры с изменением площади перекрытия электродов. В канале первичных колебаний инерционные массы перемещаются электростатическими силами, генерируемыми путем подачи напряжения на неподвижные электроды приводных структур.

Сенсорные структуры позволяют обнаружить изменения емкости при наличии перемещения инерционных масс. Корректирующие структуры обеспечивают компенсационный режим работы МИМ, улучшающий его стабильность, устойчивость и точность измерения.

Для пояснения принципа работы электродных структур рассмотрим простую электродную структуру, представляющую собой конфигурацию конденсатора с параллельными пластинами. На рисунке 2.11 изображена данная структура вместе с параметрическими размерами, что позволяет определить выражения для емкостей и электростатических сил.

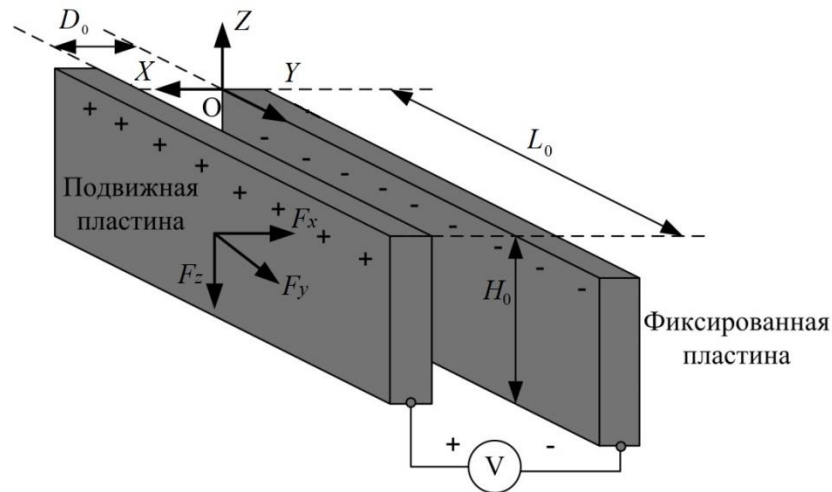


Рисунок 2.11 – Структура конденсатора с параллельными пластинами с параметрическими размерами

Причина выбора конфигурации с параллельными пластинами объясняется не только ее простой геометрией, но и тем, что она является наиболее подходящей и широко используемой конфигурацией для изготовления МЭМС [41]. Электрические заряды в двух близко расположенных друг от друга изолированных пластинах при разных потенциалах притягиваются из-за их тенденции нейтрализации. Энергия притяжения вызывает результирующую силу на пластинах по отношению друг к другу. Если две пластины фиксированы, то энергия притяжения сохраняется между пластинами, и затем ее можно рассеять через электрический резистор. Однако, если хотя бы одна из пластин имеет одну или несколько степеней свободы движения, тогда энергия притяжения будет рассеиваться посредством физического перемещения пластины. Такой принцип применяется в электростатических приводных структурах для возбуждения первичных колебаний [43].

Емкость конденсатора с параллельными пластинами рассчитывается следующим образом:

$$C = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{H(z)L(y)}{D(x)}, \quad (2.24)$$

$$H(z) = H_0 + z, \quad (2.25)$$

$$L(y) = L_0 + y, \quad (2.26)$$

$$D(x) = D_0 - x, \quad (2.27)$$

где ε_0 – электрическая постоянная; ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды между двумя пластинами; $L(y)$ – длина перекрытия; $H(z)$ – высота перекрытия; $D(x)$ – зазор между пластинами конденсатора; L_0 , H_0 и D_0 – являются начальными параметрами невозмущенного приводного конденсатора (величины L_0 и H_0 намного больше, чем D_0), показанного на рисунке 2.11.

Перемещения подвижной пластины вызывают изменения общей емкости между пластинами. При очень малых отклонениях относительно начальных значений зазора, длины и высоты пересечения, изменения емкости линеаризуются.

$$\begin{aligned} \Delta C_x &= \varepsilon\varepsilon_0 \left(\frac{H_0 L_0}{D_0 - x} - \frac{H_0 L_0}{D_0} \right) \approx \varepsilon\varepsilon_0 \frac{H_0 L_0}{D_0^2} x \\ \Delta C_y &= \varepsilon\varepsilon_0 \left(\frac{H_0 (L_0 - y)}{D_0} - \frac{H_0 L_0}{D_0} \right) = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{H_0}{D_0} y. \\ \Delta C_z &= \varepsilon\varepsilon_0 \left(\frac{(H_0 - z)L_0}{D_0} - \frac{H_0 L_0}{D_0} \right) = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{L_0}{D_0} z \end{aligned} \quad (2.28)$$

Если электрическое напряжение V приложено к пластинам конденсатора, то электрическая энергия между двумя пластинами определяется выражением [19, 44]:

$$E = \frac{1}{2} V^2 C. \quad (2.29)$$

Сила, создаваемая между параллельными пластинами, определяется градиентом накопленной энергии в конденсаторе:

$$F = \frac{\partial E}{\partial r}. \quad (2.30)$$

Электростатические силы, действующие на пластины по трем направлениям, определяются выражениями:

$$\begin{aligned} F_x &= \frac{\partial E}{\partial x} = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial D(x)} \frac{\partial D(x)}{\partial x} V^2 = \frac{1}{2} \varepsilon \varepsilon_0 \frac{H_0 L_0}{(D_0 - x)^2} V^2 \\ F_y &= \frac{\partial E}{\partial y} = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial L(y)} \frac{\partial L(y)}{\partial y} V^2 = \frac{1}{2} \varepsilon \varepsilon_0 \frac{H_0}{D_0} V^2 \\ F_z &= \frac{\partial E}{\partial z} = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial H(z)} \frac{\partial H(z)}{\partial z} V^2 = \frac{1}{2} \varepsilon \varepsilon_0 \frac{L_0}{D_0} V^2 \end{aligned} \quad (2.31)$$

Из выражений (2.28) и (2.31), можно сделать следующие выводы.

- Электростатическая сила стремится увеличить энергию между пластинами и смещает подвижную пластину в такое положение, при котором общая емкость максимальна. Смещение подвижной пластины по направлениям Y и Z вызывает изменение площади перекрытия между пластинами, а результат смещения по направлению X является изменением зазора между ними.

- Наибольшее изменение емкости вызывается изменением зазора между пластинами, которое обеспечивает большую емкостную чувствительность. Возможность генерации тока, индуцированного перемещением электродов при изменении зазора больше, чем у электродов с изменением площади перекрытия. Таким образом, для получения высокой эффективности в качестве сенсорных структур используются электродные структуры с изменением зазора.

- Функции компонентов электростатической силы F_y и F_z по направлениям Y и Z являются линейными, а силовая составляющая F_x по направлению X зависит от положения подвижной пластины. Эта зависимость является нелинейной функцией и по сравнению с остальными силовыми составляющими, F_x генерирует самую высокую электростатическую силу. Однако для реализации приводных структур должны быть использованы структуры, которые имеют линейную зависимость силы, поэтому в данном случае применены электродные структуры с изменением площади перекрытия. Амплитуда первичных колебаний должна достигать максимального значения, то есть необходимо обеспечивать большой допустимый диапазон для перемещения

подвижной пластины. Таким образом, компонент электростатической силы F_y является наилучшим вариантом для возбуждения первичных колебаний.

2.4.1 Гребенчатые приводные структуры

Исходя из выше полученных выводов, следует, что для получения эффективной работы и линейного управления первичными колебаниями инерционные массы возбуждаются электростатической силой F_y по направлению Y . На рисунке 2.12 показана схема гребенчатого привода, в котором две взаимосвязанные гребенчатые структуры: подвижный и неподвижный электроды сформированы из одной кремниевой пластины.

Применяя уравнение (2.31), значение электростатической силы, воздействующей на подвижный электрод по направлению привода, определяется следующей формулой:

$$F_y = \frac{1}{2} 2N\epsilon\epsilon_0 \frac{h}{d} V^2 = N\epsilon\epsilon_0 \frac{h}{d} V^2. \quad (2.32)$$

где N – число пальцев подвижного электрода, h – высота пальцев, d – разделительный зазор между пальцами подвижного и неподвижного электродов; l – ширина пальцев; g – длина пересечения пальцев; d_1 и d_2 – допустимые диапазоны перемещения пальцев.

Уравнение (2.32) полезно для быстрого вычисления, но оно не полностью отражает электростатический эффект при приложении электрических потенциалов к электродам приводных структур. Электростатическая сила по направлению X при одинаковых зазорах равна нулю.

На рисунке 2.13 показана упрощенная модель приводных структур с изменением площади перекрытия. Если $d_1 = d_2$, то общая емкость вычисляется как сумма частичных емкостей.

$$C_{3y} = N(2C_0 + 2C_1 + C_2) = N\epsilon\epsilon_0 \left(2\frac{h(g+y)}{d} + 2\frac{hl}{d_2-y} + \frac{hl}{d_1-y} \right) \quad (2.33)$$

$$= n\epsilon\epsilon_0 \left[\left(2\frac{h \cdot g}{d_1} + 3\frac{hl}{d} \right) + \left(2\frac{h}{d_1} + 3\frac{hl}{d^2} \right) y + 3\frac{hl}{d^3} y^2 + 3\frac{hl}{d^4} y^3 \right]$$

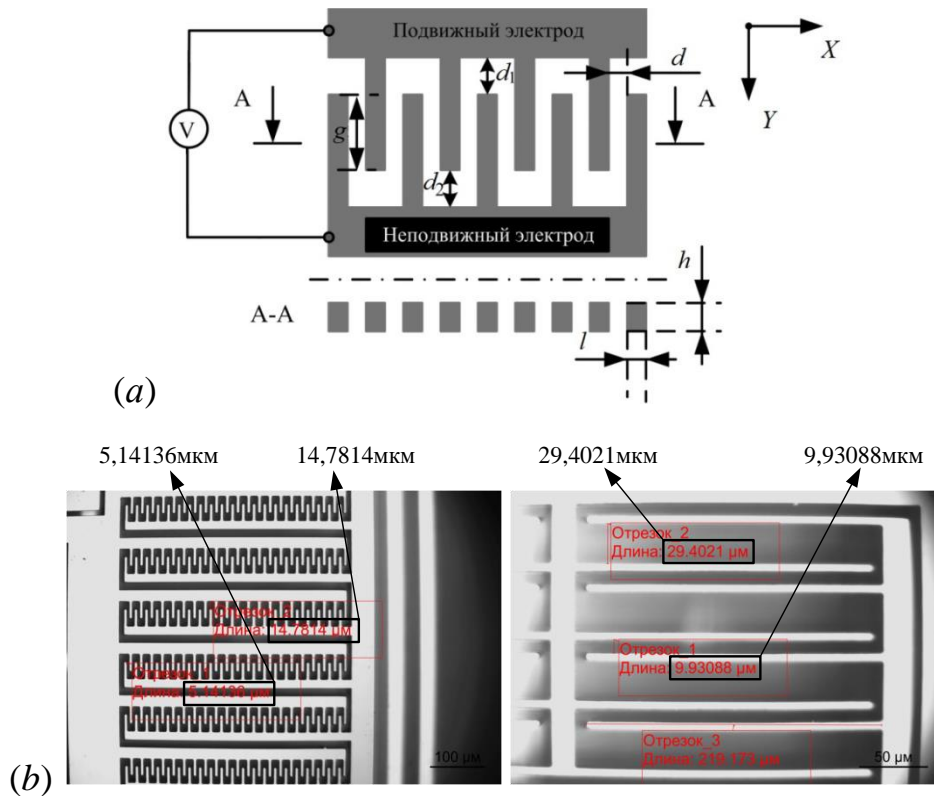


Рисунок 2.12 – Конструкция гребенчатого привода (a);

Фотография гребенчатого привода МИМ (b)

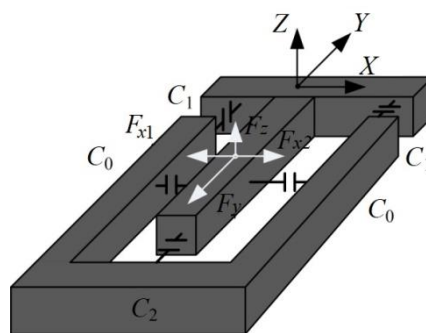


Рисунок 2.13 – Модель емкости в одной части гребенчатого привода

Таким образом, аппроксимирующая функция для ёмкости C_y имеет вид:

$$C_{3y} \approx a_1 + b_1 y + c_1 y^2, \quad (2.34)$$

где a_1 , b_1 , c_1 – коэффициенты аппроксимации емкости; y – перемещение подвижного электрода.

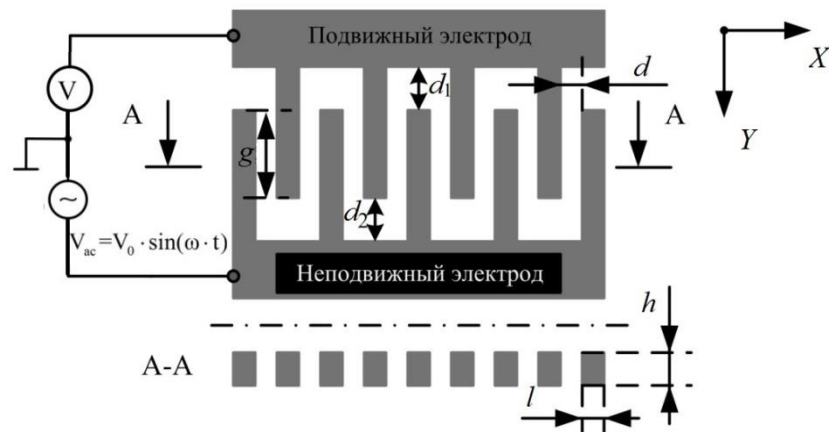


Рисунок. 2.14 – Схема электростатического привода, основанная на применении соотношения $(V = V_{ac} + V_{dc})$

Электростатическая сила, создаваемая конструкцией привода, определяется как:

$$F_y = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{3y}}{\partial y} V^2 = \frac{1}{2} (b_1 + c_1 y) V^2 . \quad (2.35)$$

Предполагаем, что напряжение постоянного тока V_{dc} и сигнал переменного тока $V_{ac}(t)$ соответственно приложены к подвижному и неподвижному электродам (рисунок 2.14).

Тогда уравнение (2.35) можно записать таким образом:

$$F_y = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{3y}}{\partial y} (V_{dc} - V_{ac})^2 = \frac{1}{2} (b_1 + c_1 y) (V_{dc} - V_{ac})^2 . \quad (2.36)$$

Видно, что электростатическая сила, создаваемая параллельной структурой конденсатора, пропорциональна квадрату разности потенциалов. Поэтому, когда требуется гармоническое возбуждение, приводное усилие должно быть линеаризовано путем соответствующего выбора возбуждающих сигналов, подаваемых на электроды симметричной гребенчатой приводной структуры (рисунок 2.15).

Электростатическая сила, создаваемая симметричной электродной структурой, равна:

$$F_y = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{3y}}{\partial y} (V_{ac} + V_{dc})^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial C_{4y}}{\partial (-y)} (-V_{ac} + V_{dc})^2 . \quad (2.37)$$

Емкость C_{4y} имеет вид: $C_{4y} \approx a_1 + b_1 y + c_1 y^2$.

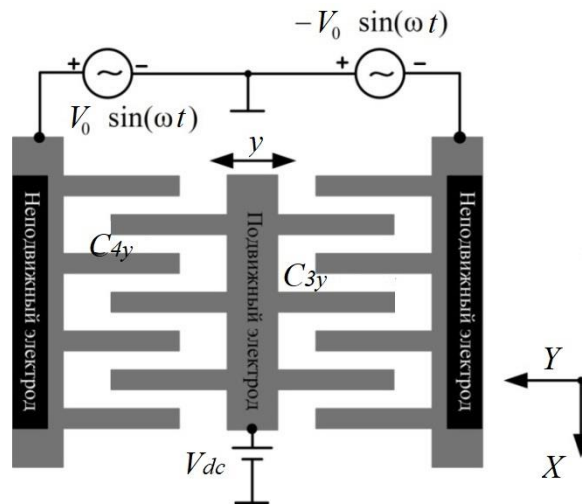


Рисунок 2.15 – Схема электростатического привода, основанная на применении соотношения $(V_1 = V_{ac} + V_{dc})$ и $(V_2 = V_{dc} - V_{ac})$

Если возбуждающий сигнал гармонический, то есть $V_{ac} = V_0 \sin(\omega t)$, то в результате получается гармоническое приводное усилие:

$$F_y = 2b_1 V_{dc} V_0 \sin(\omega t) + 2c_1 V_{dc} V_0 \sin(\omega t) y$$

Или $F_y \approx 2b_1 V_{dc} V_0 \sin(\omega t)$. (2.38)

2.4.2 Сенсорные структуры

Определение положения инерционных масс является ключевой задачей в любых инерциальных датчиках. Для кремниевых микросистем емкостная чувствительность представляет собой надежный метод определения положения инерционных масс [45]. В конструкции ЧЭ МИМ сенсорные структуры выполняют задачу измерения изменений емкостей, использующихся для обнаружения физического перемещения инерционных масс в ответ на входные угловые скорости и поступательные ускорения. Сенсорные структуры представляют собой гребенчатую конструкцию, в которой изменяется зазор при наличии угловой скорости и поступательного ускорения.

На рисунке 2.16 изображена упрощенная модель сенсорной структуры, примененной в канале первичных колебаний для преобразования перемещения

инерционных масс в электрический сигнал при возбуждении электростатическими силами.

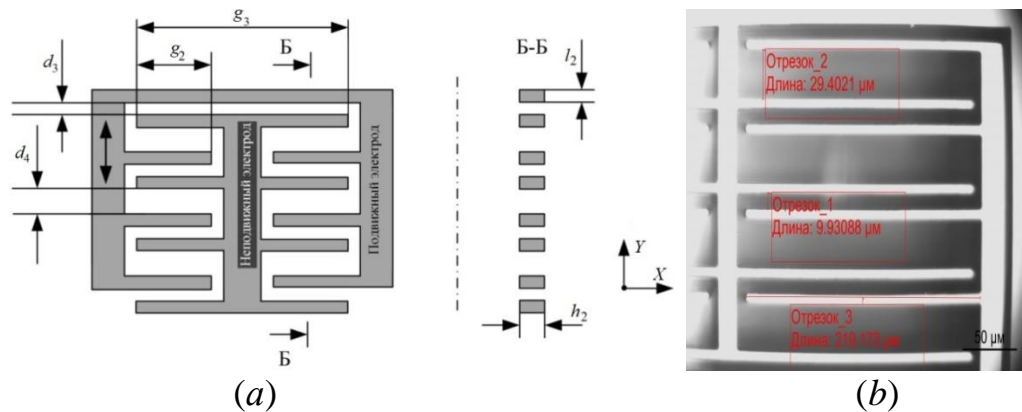


Рисунок 2.16 – Модель сенсорной структуры канала первичных колебаний (а);
Фотография сенсорной структуры (б)

где N_2 – число пальцев подвижного электрода; h_2 – высота пальцев; d_3 и d_4 – разделительные зазоры между пальцами подвижного и неподвижного электродов; l_2 – ширина пальцев; g_2 – длина пересечения пальцев.

Под действием электростатических сил подвижные электроды, связанные с инерционными массами, совершают перемещения вдоль оси Y . Общая емкость одной сенсорной структуры определяется выражением:

$$C_{1y} \approx 2N_2 \varepsilon_0 \varepsilon g_2 h_2 \left(\frac{1}{d_3 - y} + \frac{1}{d_4 + y} \right) \approx 2n_2 \varepsilon_0 \varepsilon g_2 h_2 \left[(d_3 + d_4) + \left(\frac{1}{d_3^2} - \frac{1}{d_4^2} \right) y + \left(\frac{1}{d_3^3} + \frac{1}{d_4^3} \right) y^2 + \left(\frac{1}{d_3^4} - \frac{1}{d_4^4} \right) y^3 \right] = a_2 + b_2 y + c_2 y^2, \quad (2.39)$$

где a_2 , b_2 , c_2 – коэффициенты аппроксимации емкости; y – перемещение подвижного электрода.

В зависимости от направления информативных перемещений инерционных масс два типа сенсорных структур могут быть использованы (рисунок 2.17).

Модель сенсорной структуры (а) используется для обнаружения перемещения инерционных масс по направлению чувствительности X , а планарная сенсорная структура (б) используется для определения перемещения инерционных масс по направлению чувствительности Z .

Общая емкость сенсорной структуры (рисунок 2.17, а) определяется формулой:

$$C_x = C_{1x} + C_{2x} = N_3 \varepsilon_0 \varepsilon g_{1x} h_{1x} \left(\frac{1}{d_{1x} + x} + \frac{1}{d_{2x} - x} \right), \quad (2.40)$$

При малых перемещениях выражение (2.40) линеаризуется выражением:

$$C_x \approx N_3 \varepsilon_0 \varepsilon g_{1x} h_{1x} \left[(d_{1x} + d_{2x}) + \left(\frac{1}{d_{1x}^3} + \frac{1}{d_{2x}^3} \right) x^2 + \left(\frac{1}{d_{1x}^4} - \frac{1}{d_{2x}^4} \right) x^3 \right], \quad (2.41)$$

$$= a_3 + b_3 x + c_3 x^2$$

где N_3 – число пальцев подвижного электрода; h_{1x} – высота пальцев; d_{1x} и d_{2x} – зазоры между пальцами подвижного и неподвижного электродов; g_{1x} – длина пересечения пальцев; a_3 , b_3 – коэффициенты аппроксимации емкости сенсорной структуры; x – перемещение подвижного электрода.

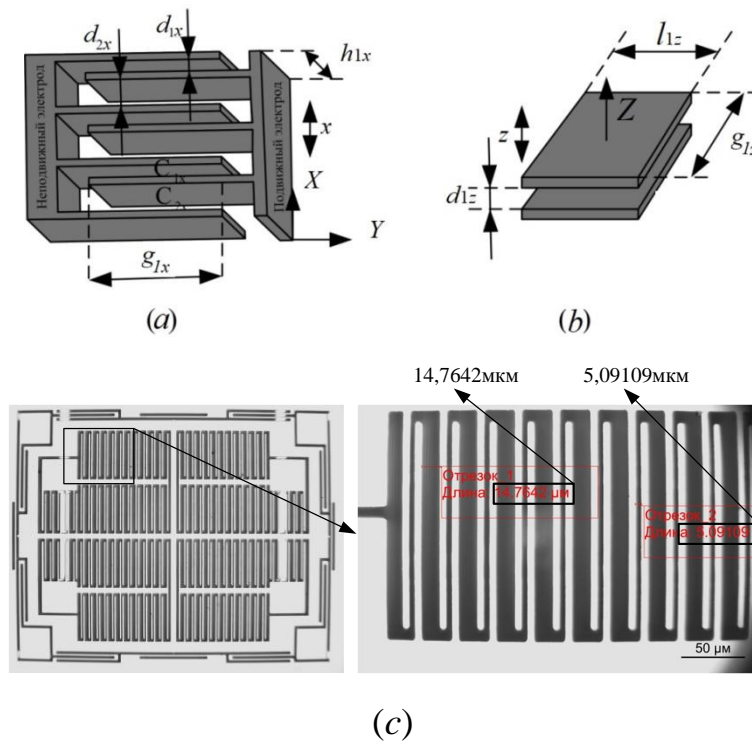


Рисунок 2.17–Модели сенсорных структур с изменением зазора (а, b); Фотография гребенчатых сенсорных структур с изменением зазора (с)

Емкость планарной сенсорной структуры (рисунок 2.17, b):

$$C_z = \varepsilon_0 \varepsilon \left(\frac{g_{1z} h_{1z}}{d_{1z} - z} \right) \approx \varepsilon_0 \varepsilon g_{1z} h_{1z} \left(\frac{1}{d_{1z}} + \frac{1}{d_{1z}^2} z + \frac{1}{d_{1z}^3} z^2 \right) = a_4 + b_4 z + c_4 z^2, \quad (2.42)$$

где h_{1z} – ширина пальцев; d_{1z} – зазор между подвижными и неподвижными электродами; g_{1z} – длина пересечения электродов; a_4, b_4 – коэффициенты аппроксимации емкости сенсорной структуры; z – перемещение подвижного электрода.

Согласно результатам исследования сенсорных структур микромеханического ЧЭ методом конечных элементов, проведенного в работе [35], в этой работе для выполнения следующих расчетов будут применены коэффициенты аппроксимации емкости сенсорных структур, показанные в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Коэффициенты аппроксимации емкости сенсорных структур

Емкости	Коэффициенты аппроксимации		
$C_{4y} = C_{3y}^*$	$C_{3y} = a_1 + b_1 \cdot y + c_1 \cdot y^2$		
$C_{3y} = C_{4y}^*$	$a_1 = 0,9744 \cdot 10^{-12}$	$b_1 = 2,9031 \cdot 10^{-8}$	$c_1 = 0,000637$
$C_{1y} = C_{2y}^*$	$C_{1y} = a_2 + b_2 \cdot y + c_2 \cdot y^2, C_{2y} = a_2 + b_2 \cdot y + c_2 \cdot y^2$		
$C_{2y} = C_{1y}^*$	$a_2 = 2,9467 \cdot 10^{-13}$	$b_2 = 1,5729 \cdot 10^{-8}$	
$C_{11x} = C_{11x}^*$	$C_{11x} = a_3 + b_3 \cdot x + c_3 \cdot x^2; C_{21x} = a_3 + b_3 \cdot x + c_3 \cdot x^2$		
$C_{21x} = C_{21x}^*$	$a_3 = 4,197555 \cdot 10^{-13}$	$b_3 = 3,7656477 \cdot 10^{-8}$	$c_3 = 0,0090074319$
$C_{12x} = C_{12x}^*$	$C_{12x} = a_5 + b_5 \cdot x + c_5 \cdot x^2; C_{22x} = a_5 + b_5 \cdot x + c_5 \cdot x^2$		
$C_{22x} = C_{22x}^*$	$a_5 = 4,197555 \cdot 10^{-15}$	$b_5 = 3,7656477 \cdot 10^{-10}$	$c_5 = 9,0074319 \cdot 10^{-5}$
$C_{11z} = C_{11z}^*$	$C_{11z} = a_4 + b_4 \cdot x + c_4 \cdot x^2; C_{21z} = a_4 + b_4 \cdot x + c_4 \cdot x^2$		
$C_{21z} = C_{21z}^*$	$a_4 = 1.2361465 \cdot 10^{-12}$	$b_4 = 2.9195045 \cdot 10^{-7}$	$c_4 = 7,57298 \cdot 10^{-2}$
$C_{12z} = C_{12z}^*$	$C_{12z} = a_6 + b_6 \cdot z + c_6 \cdot z^2; C_{22z} = a_6 + b_6 \cdot z + c_6 \cdot z^2$		
$C_{22z} = C_{22z}^*$	$a_6 = 1.2361465 \cdot 10^{-15}$	$b_6 = 2.9195045 \cdot 10^{-8}$	$c_6 = 7,57298 \cdot 10^{-5}$

2.5 Обобщенная функциональная схема системы возбуждения и обработки измерительной информации МИМ

Для получения МИМ компенсационного типа должна быть разработана замкнутая система, позволяющая управлять перемещениями инерционной массы. По направлению привода инерционная масса стабильно колеблется с заданной

амплитудой, а по направлению чувствительности колебания должны быть полностью компенсированы.

При использовании системы возбуждения с одним замкнутым автоколебательным контуром первичные колебания возбуждаются и поддерживаются с помощью положительной обратной связи. Обратный сигнал усиливается с необходимым коэффициентом для удовлетворения критерия Баркгаузена. Преимуществом данного способа является простота и возбуждение первичных колебаний на своей собственной частоте. Однако, для того, чтобы замкнутый автоколебательный контур эффективно работал, необходимо обеспечение высокой добротности. Кроме этого, использование выходного колебательного сигнала с усилением в обратной связи для управления первичных колебаний приводит к добавлению шумов в выходной сигнал [46].

Сущность второго метода возбуждения заключается в том, что ФАПЧ и АРУ соединяются в двойном замкнутом контуре для одновременного выполнения двух задач: настройка и управление амплитудой резонансных колебаний. Поскольку резонансная частота режима движения отдельно отслеживается ФАПЧ, то двойной замкнутый контур ФАПЧ и АРУ позволяет возбуждать колебания даже при невысокой добротности с высокой надежностью. Однако реализация системы возбуждения с двойным замкнутым контуром оказывается сложнее и дороже по сравнению с системой с одним замкнутым автоколебательным контуром. Поэтому в МЭМС инерциальных датчиках с низкой ценой и точностью часто встречаются системы возбуждения с замкнутым автоколебательным контуром. На настоящий момент система возбуждения с двойным замкнутым контуром используется в высокоточных МЭМС гироскопах сравнительно высокой стоимости. Подробная информация о проектировании электронной схемы такой системы не была опубликована в открытой литературе.

Исходя из приведенных выводов, для построения МИМ компенсационного типа в данной работе будет разработана электронная схема системы управления колебаниями инерционных масс МИМ, соответствующая предложенной структурной схеме, приведенной на рисунке (2.18).

Для понимания преимуществ данной схемы рассматривается её принцип работы. Для возбуждения и управления первичных колебаний используется система с двойным замкнутым контуром. Система состоит из двух контуров: частотного контура и амплитудного контура. В частотном контуре находятся блоки фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), детектора нуля (ДН), формирователя синусоидального сигнала (ФС). Его роль заключается в отслеживании резонанса канала первичных колебаний и создании гармонического возбуждающего сигнала. Амплитудный контур выполняет задачу управления и стабилизации первичных колебаний с требуемой амплитудой. Структура амплитудного контура очень важна с точки зрения стабильности системы, в которой пропорциональный и интегральный контроллер (ПИ1) имеет решающее значение для регулирования амплитуды первичных колебаний. Первичные колебания инерционных масс преобразуются в электрический сигнал с помощью преобразователя емкости в напряжение (ПЕН), постоянная составляющая которого подавляется фильтром верхних частот (ФВЧ1). Информация об амплитуде первичных колебаний детектирована синхронным детектором и фильтром нижних частот (ФНЧ1).

В канале вторичных колебаний для получения выходной информации МИМ в режиме гироскопа и акселерометра применяется метод, использующий дополнительный высокочастотный сигнал $V(t)$. В каждом измерительном канале после блока преобразователя емкости в напряжение (БПЕН) установлены фильтры верхних частот (ФВЧ2 и ФВЧ3) для устранения постоянной составляющей в измерительном сигнале, которая возникает вследствие неодинаковости начальных значений емкостей.

После ФВЧ2 в измерительных каналах угловых скоростей последовательно включены два синхронных детектора. Первые синхронные детекторы выделяют сигнал на частоте высокочастотного сигнала $V(t)$. Вторые синхронные детекторы в каналах измерения угловой скорости детектируют сигнал на частоте возбуждения первичных колебаний. После синхронного детектирования измерительная информация фильтруется фильтрами нижних

частот (ФНЧ и ФНЧ2). В результате после фильтрации выделяются постоянные составляющие в измерительных сигналах, которые пропорциональны угловой скорости. Перемещения инерционных масс из-за наличия угловых скоростей компенсированы подачей обратных сигналов от пропорциональных и интегральных контроллеров (ПИ2) на корректирующие электроды.

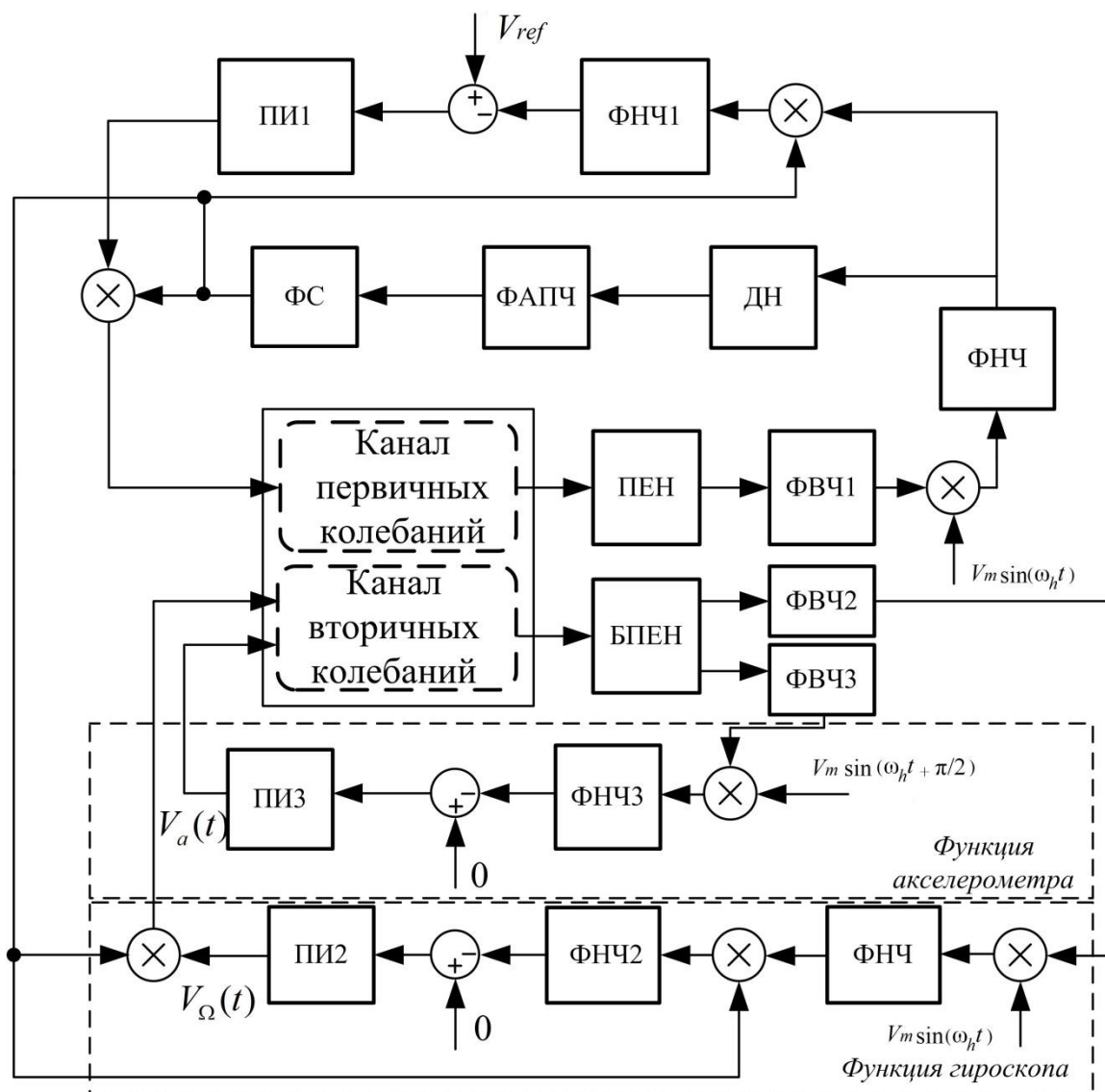


Рисунок 2.18 – Функциональная схема системы управления МИМ

После ФВЧ3 синхронный детектор выделяет сигнал на частоте сигнала $V(t)$. После синхронного детектирования измерительная информация фильтруется фильтрами нижних частот (ФНЧ3). В результате после фильтрации выделяются постоянные составляющие в измерительных сигналах, которые пропорциональны ускорению. Пропорциональные и интегральные контроллеры (ПИ3) также

используются для создания обратной связи, компенсирующей перемещения инерционных масс.

Выводы к главе 2

1. Представлена функциональная схема МИМ, содержащая микромеханический ЧЭ и электронный блок, в котором находятся система возбуждения первичных колебаний, система настройки частот и система обработки измерительной информации.

2. Обоснована основная конструкция ЧЭ МИМ, в которой сочетаются функции гироскопа и акселерометра, позволяющего регистрировать угловые скорости и поступательные ускорения по трем осям чувствительности.

3. Составлены математические модели первичных и вторичных колебаний инерционных масс; проведен анализ электродных структур для оптимального построения приводных и сенсорных электродных структуры.

4. Проведено экспериментальное исследование различных типов электродных структур для проверки наличия перемещения инерционных масс и подвижных электродов. Результаты исследования будут использованы для косвенной проверки добротности всех каналов МИМ (глава 5).

5. Разработаны алгоритмы определения угловых скоростей и поступательных ускорений в разомкнутом контуре. Показано, что использование выходных дифференциальных сигналов позволяет устранить влияние ускорения на измерение угловой скорости.

ГЛАВА 3

АНАЛИЗ РАБОТЫ ИНЕРЦИАЛЬНОГО МОДУЛЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ТЕМПЕРАТУРЫ

Исследование динамических характеристик ЧЭ под воздействием температуры окружающей среды является необходимостью для решения задачи поддержания стабильности и повышения точности МИМ. Согласно математической модели МИМ, составленной в главе 2, собственные частоты первичных и вторичных колебаний оказывают существенное влияние на динамические характеристики МИМ. Под воздействием температуры окружающей среды собственные частоты колебаний могут изменяться. При этом согласование собственных частот нарушается, что приводит к уменьшению амплитуд колебаний инерционных масс, в результате этого изменяются масштабные коэффициенты ЧЭ МИМ. В этой главе будет проведен анализ влияния температуры на работу МИМ и создан метод устранения их негативных воздействий.

3.1 Влияние температуры на собственные частоты

В литературе [47, 48] было доказано, что при росте температуры собственные частоты первичных и вторичных колебаний МИМ убывают из-за расширения кремниевого материала. Однако результаты экспериментальных исследований электродных структур разработанного образца двухкомпонентного инерциального модуля показали, что собственные частоты колебаний увеличиваются с повышением температуры. Основной причиной этого является влияние осевого напряжения на упругие элементы из-за несоответствия между коэффициентами теплового расширения кремниевой структуры и стеклянной подложки. В этом разделе будет подробно рассмотрено данное влияние.

На рисунках 3.1, 3.2 и 3.3 представлен общий вид микромеханического чувствительного элемента двухкомпонентного инерциального модуля и его упругие подвесы.

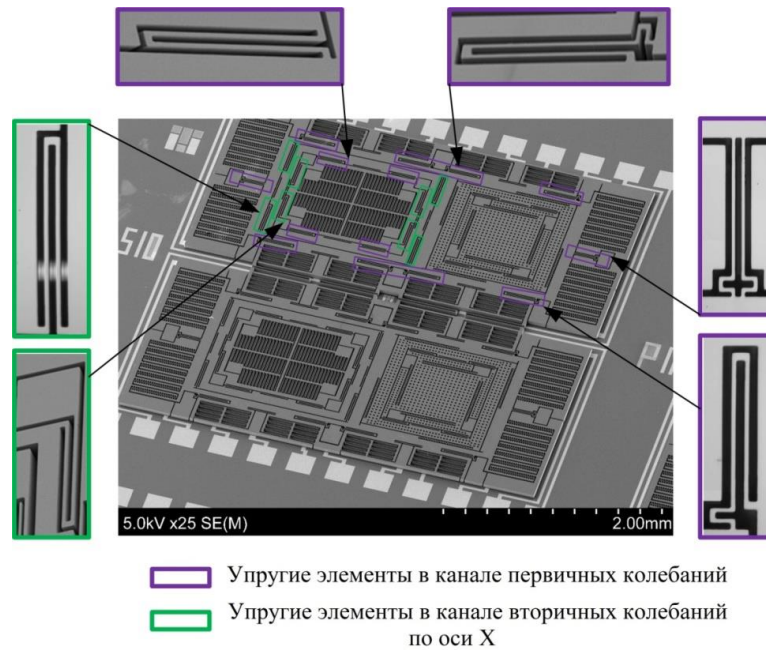


Рисунок 3.1 – Кремниевая конструкция двухкомпонентного модуля МЭМС гироскопа-акселерометра с упругими элементами

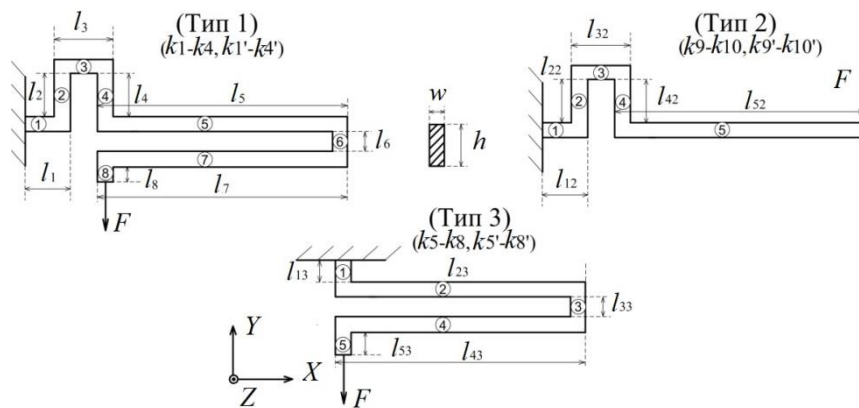


Рисунок 3.2 – Упругие элементы, используемые в канале первичных колебаний где h – высота; m_y – масса подвижного тела; w – ширина упругих элементов; l_{11} , l_{21} , l_{31} , l_{41} , l_{51} , l_{61} , l_{71} , l_{81} – длина каждого участка упругих элементов типа 1; l_{12} , l_{22} , l_{32} , l_{42} , l_{52} – длина каждого участка упругих элементов типа 2; l_{13} , l_{23} , l_{33} , l_{43} , l_{53} – длина участков упругих элементов типа 3.

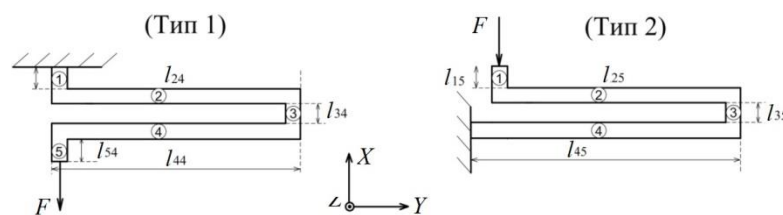


Рисунок 3.3 – Модели упругих элементов, используемых в канале вторичных колебаний

где $l_{14}, l_{24}, l_{34}, l_{44}, l_{54}$ – длина участков упругих элементов типа 1 в канале вторичных колебаний; а $l_{15}, l_{25}, l_{35}, l_{45}$ – длина участков упругих элементов типа 2.

Эквивалентный коэффициент жесткости упругих элементов в канале первичных колебаний определяется формулой (3.1):

$$k_y = k_{y1} + k_{y2} + k_{y3} . \quad (3.1)$$

Коэффициенты жесткости упругих элементов типа 1, 2, 3 рассчитаются следующим образом [41]:

$$k_{y1} = \frac{2Ewh^3}{\frac{1}{4}h^2(l_{21} + l_{41} + l_{61} + l_{81}) + (l_{11}^3 + l_{31}^3 + l_{51}^3 + l_{71}^3)} , \quad (3.2)$$

$$k_{y2} = \frac{2Ewh^3}{\frac{1}{4}h^2(l_{22} + l_{42}) + (l_{12}^3 + l_{32}^3 + l_{52}^3)} , \quad (3.3)$$

$$k_{y3} = \frac{Ewh^3}{\frac{1}{4}h^2(l_{13} + l_{43} + l_{53}) + (l_{23}^3 + l_{43}^3)} , \quad (3.4)$$

где $E = 1,31 \cdot 10^{11}$ Па – Модуль Юнга для кремния.

Собственная частота первичных колебаний определяется формулой:

$$f_y = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_y}{m_y}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{y1} + k_{y2} + k_{y3}}{m_y}} . \quad (3.5)$$

Зависимость модуля Юнга от температуры является линейной функцией [48]:

$$E(T_1) = E(T_0) [1 - 5 \cdot 10^{-5} (T_1 - T_0)] , \quad (3.6)$$

где $E(T_0), E(T_1)$ – значение модуля Юнга при температурах T_0 и T_1 , соответственно.

Собственная частота первичных колебаний имеет выражение (3.7):

$$f_y(T_1) = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2wh^3 E(T_0) [1 - 5 \cdot 10^{-5} (T_1 - T_0)] m_y^{-1}}{\frac{1}{4} h^2 (l_{21} + l_{41} + l_{61} + l_{81}) + (l_{11}^3 + l_{31}^3 + l_{51}^3 + l_{71}^3)} + \frac{wh^3 E(T_0) [1 - 5 \cdot 10^{-5} (T_1 - T_0)] m_y^{-1}}{\frac{1}{4} h^2 (l_{22} + l_{42}) + (l_{12}^3 + l_{32}^3 + l_{52}^3)} + \frac{2wh^3 E(T_0) [1 - 5 \cdot 10^{-5} (T_1 - T_0)] m_y^{-1}}{\frac{1}{4} h^2 (l_{13} + l_{43} + l_{53}) + (l_{23}^3 + l_{43}^3)}}} . \quad (3.7)$$

Аналогично, собственная частота вторичных колебаний по оси X определяется формулой (3.8):

$$f_x(T_1) = \sqrt{\frac{(2\pi)^{-2} wh^3 E(T_1) m_x^{-1}}{\left[\frac{1}{4} h^2 (l_{14} + l_{34} + l_{54}) + (l_{24}^3 + l_{44}^3) \right]} + \frac{(2\pi)^{-2} wh^3 E(T_1) m_x^{-1}}{\left[\frac{1}{4} h^2 (l_{15} + l_{35}) + (l_{25}^3 + l_{45}^3) \right]}} . \quad (3.8)$$

Из формул (3.7) и (3.8) видно, что рост температуры вызывает уменьшение собственных частот первичных и вторичных колебаний. Нужно, отметить, что выше было рассмотрено только температурное влияние на кремниевую структуру микромеханического ЧЭ без учета материала подложки. Экспериментальные исследования показали, что собственные частоты первичных и вторичных колебаний увеличиваются при повышении температуры. Положительное изменение частоты было наблюдается из-за осевого напряжения. ЧЭ МИМ изготовлен по технологии «кремний на стекле». Подвижная конструкция закреплена над подложкой на стеклянных анкерах упругими элементами. Если температура окружающей среды колеблется, то из-за несоответствия тепловых коэффициентов линейного расширения (ТКЛР) между стеклянным основанием (Vogofloat 33) и структурой кремния возникает тепловое осевое напряжение, действующее на упругие элементы, что приводит к изменению собственных частот [49, 50]. Можно рассматривать положение соединения кремниевой структуры со стеклянной подложкой на анкерах как два стержня, которые прикреплены друг к другу с длиной l и имеют разные ТКЛР: α_1 и α_2 (рисунок 3.4).

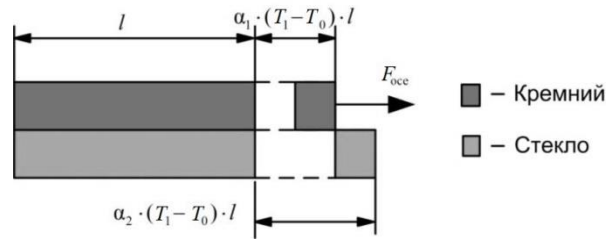


Рисунок 3.4 – Осевое напряжение, возникающее между двумя соединенными материалами из-за изменения температуры от T_0 до T_1 .

На рисунке 3.5 представлены графики зависимости ТКЛР от температуры материалов: примененного стекла и кремния. Нужно отметить, что в диапазоне температуры до $140\text{ }^{\circ}\text{C}$ ТКЛР примененного стекла выше, чем ТКЛР кремния, поэтому в этом температурном диапазоне при увеличении температуры стеклянные анкеры будут расширяться больше, чем упругие элементы. В данной ситуации возникает осевое напряжение, которое воздействует на упругие элементы. Предположим, что температура окружающей среды изменяется от T_0 до T_1 , тогда осевое напряжение, воздействующее на упругие элементы определяется таким образом [51, 52]:

$$\sigma_{осc} = whE(T_1)(\alpha_2 - \alpha_1)(T_1 - T_0)(1 - \nu_{si}), \quad (3.9)$$

где α_1 , α_2 – коэффициенты ТКЛР кремния и стекла; ν_{si} – коэффициент Пуассона кремния.

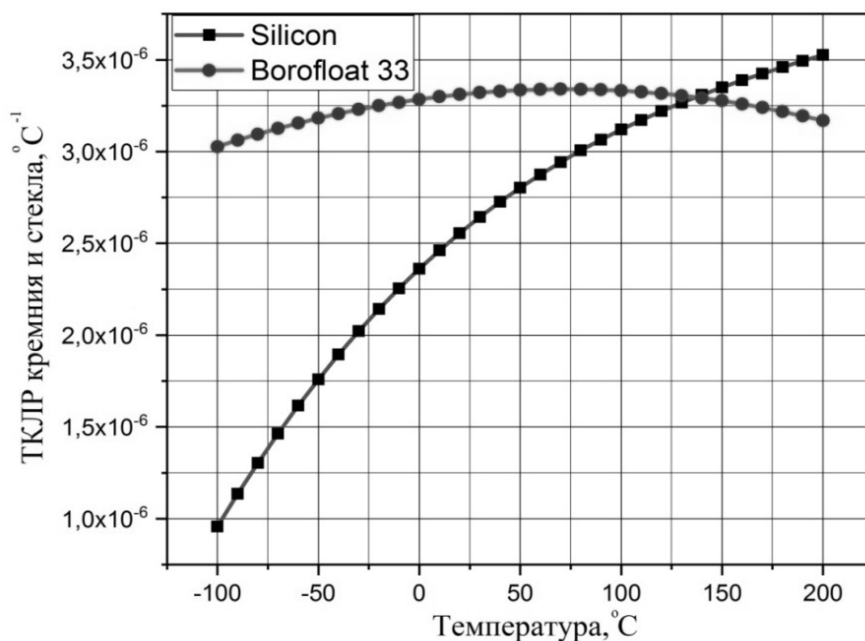


Рисунок 3.5 – Зависимость ТКЛР кремния и стекла от температуры

Зависимости ТКЛР кремния и стекла от температуры определяются как [53, 54]:

$$\alpha_1 = 2,3616 \cdot 10^{-6} + 1,0323 \cdot 10^{-8} T_1 - 3,2251 \cdot 10^{-11} T_1^2 + 4,8818 \cdot 10^{-14} T_1^3. \quad (3.10)$$

$$\alpha_2 = 3,2847 \cdot 10^{-6} + 1,5247 \cdot 10^{-9} T_1 - 1,053 \cdot 10^{-11} T_1^2 + 1,389 \cdot 10^{-14} T_1^3. \quad (3.11)$$

Зависимость собственных частот колебаний от температуры можно описать формулами (3.12) [55]:

$$f_y(T_1) = \sqrt{\frac{2(2\pi)^{-2} m_y^{-1} w h^3 E(T_1)}{\left[\frac{h^2}{4} (l_2 + l_4 + l_6 + l_8) + (l_1^3 + l_3^3 + l_5^3 + l_7^3) \right]} \left(1 + \frac{\sigma_{\text{осе}}(T_1) (l_1 + l_3 + l_5 + l_7)^2}{3,5 E(T_1) w^2} \right)} + \sqrt{\frac{(2\pi)^{-2} m_y^{-1} w h^3 E(T_1)}{\left[\frac{1}{4} h^2 (l_{22} + l_{42}) + (l_{12}^3 + l_{32}^3 + l_{52}^3) \right]} \left(1 + \frac{\sigma_{\text{осе}}(T_1) (l_{12} + l_{32} + l_{52})^2}{3,5 E(T_1) w^2} \right)} + \sqrt{\frac{2(2\pi)^{-2} m_y^{-1} w h^3 E(T_1)}{\left[\frac{1}{4} h^2 (l_{13} + l_{43} + l_{53}) + (l_{23}^3 + l_{43}^3) \right]} \left(1 + \frac{\sigma_{\text{осе}}(T_1) (l_{23} + l_{43})^2}{3,5 E(T_1) w^2} \right)}. \quad (3.12)$$

$$f_x(T_1) = \sqrt{\frac{(2\pi)^{-2} \cdot m_x^{-1} \cdot w \cdot h^3 \cdot E(T_1)}{\left[\frac{h^2}{4} \cdot (l_{14} + l_{34} + l_{54}) + (l_{24}^3 + l_{44}^3) \right]} + \frac{2 \cdot (2\pi)^{-2} \cdot m_x^{-1} \cdot w \cdot h^3 \cdot E(T_1)}{\left[\frac{1}{4} \cdot h^2 \cdot (l_{15} + l_{45}) + (l_{25}^3 + l_{45}^3) \right]} \cdot \left(1 + \frac{\sigma_{\text{осе}}(T_1) \cdot (l_{25} + l_{45})^2}{3,5 \cdot E(T_1) \cdot w^2} \right)}. \quad (3.13)$$

На рисунке 3.6 представлены графики, демонстрирующие температурную зависимость собственных частот первичных и вторичных колебаний МИМ. Данные графики были построены на основе формул (3.12) и (3.13).

В диапазоне температуры ниже 140 °С ТКЛР стекла выше ТКЛР кремния. Но по графикам на рисунке 3.5 нужно отметить ещё вывод, что при росте температуры до 140 °С ТКЛР стекла и кремния стремятся друг к другу, поэтому значение теплового осевого напряжения снижается. Таким образом, при увеличении температуры ($T_1 > T_0$) собственные частоты и первичных и вторичных

колебаний, рассчитанные по формулам (3.12; 3.13), увеличиваются. Как видно по результатам моделирования, собственные частоты первичных и вторичных колебаний увеличиваются неодинаково. В диапазоне температуры от минус 20 °С до 80 °С температурный коэффициент изменения собственной частоты первичных колебаний получается 1,57 Гц/°С, а средний температурный коэффициент изменения собственной частоты вторичных колебаний составляет 0,83 Гц/°С. Кроме того, колебание температуры вызывает нарушение условия согласования собственных частот двух видов колебаний, что приводит к изменению масштабного коэффициента, в результате которого снижаются стабильность и точность измерения.

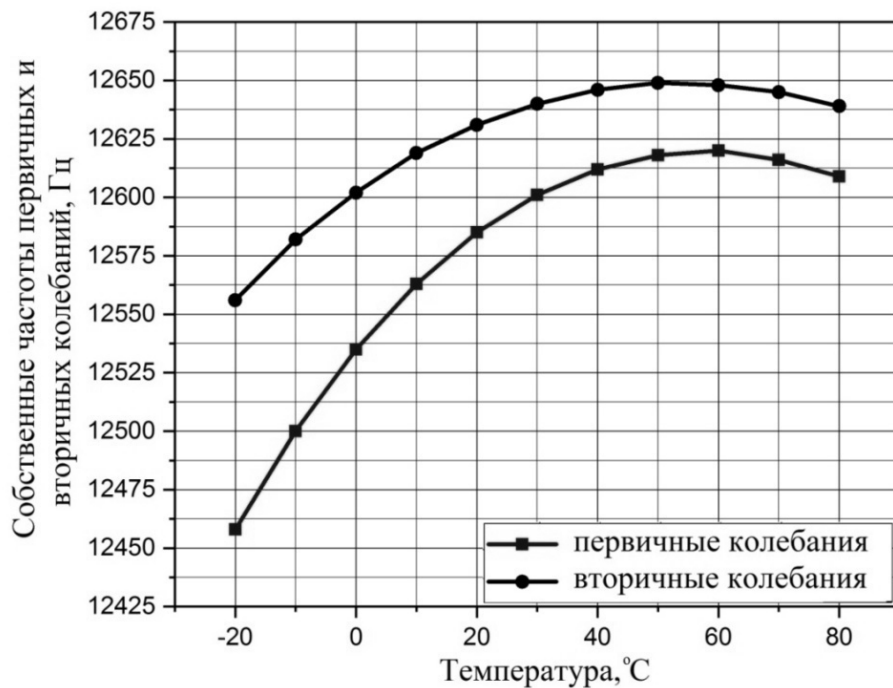


Рисунок 3.6 – Температурная зависимость собственных частот колебаний

Для проверки результатов моделирования температурные эксперименты были выполнены на основе термокамеры и изготовленного прототипа МИМ, который упакован в металлическом корпусе с вакуумом под давлением 10^{-2} Па. Источник питания и управляющий сигнал были подключены к термокамере, а выходной сигнал МИМ подключен к осциллографу (рисунок 3.7). Температура внутри термокамеры регулируется в диапазоне от минус 20 °С до 80 °С с интервалом 10 °С. Каждый уровень температуры установлен и поддерживается

постоянным в течение 10 мин. Амплитудно-частотные характеристики первичных колебаний и вторичных колебаний регистрируются с помощью осциллографа. На рисунках 3.8 и 3.9 приведены результаты испытаний.

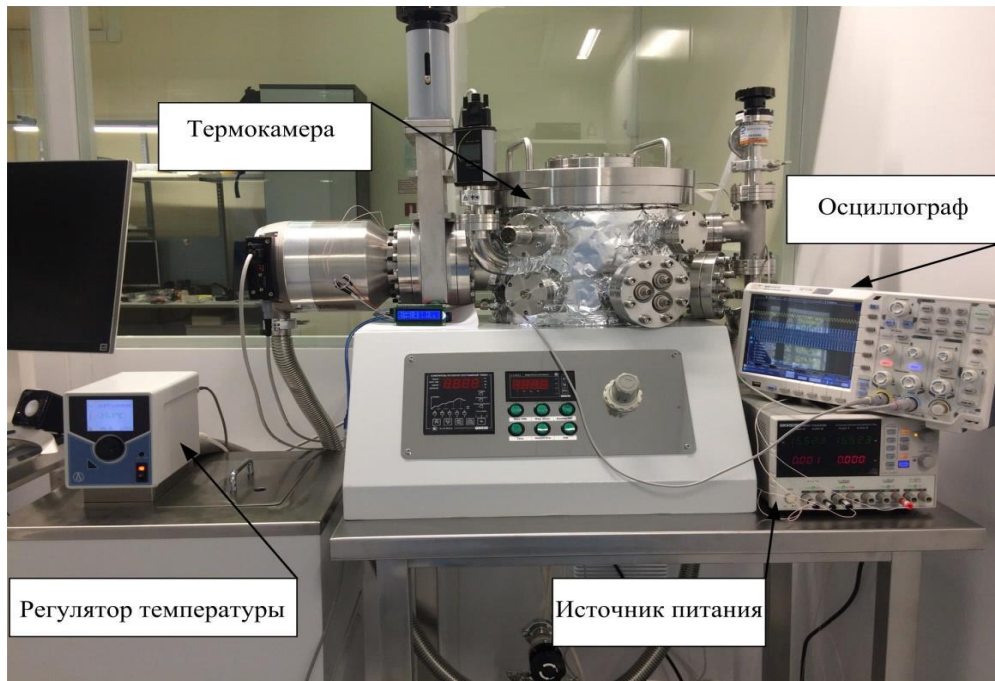


Рисунок 3.7 – Установка для температурных испытаний

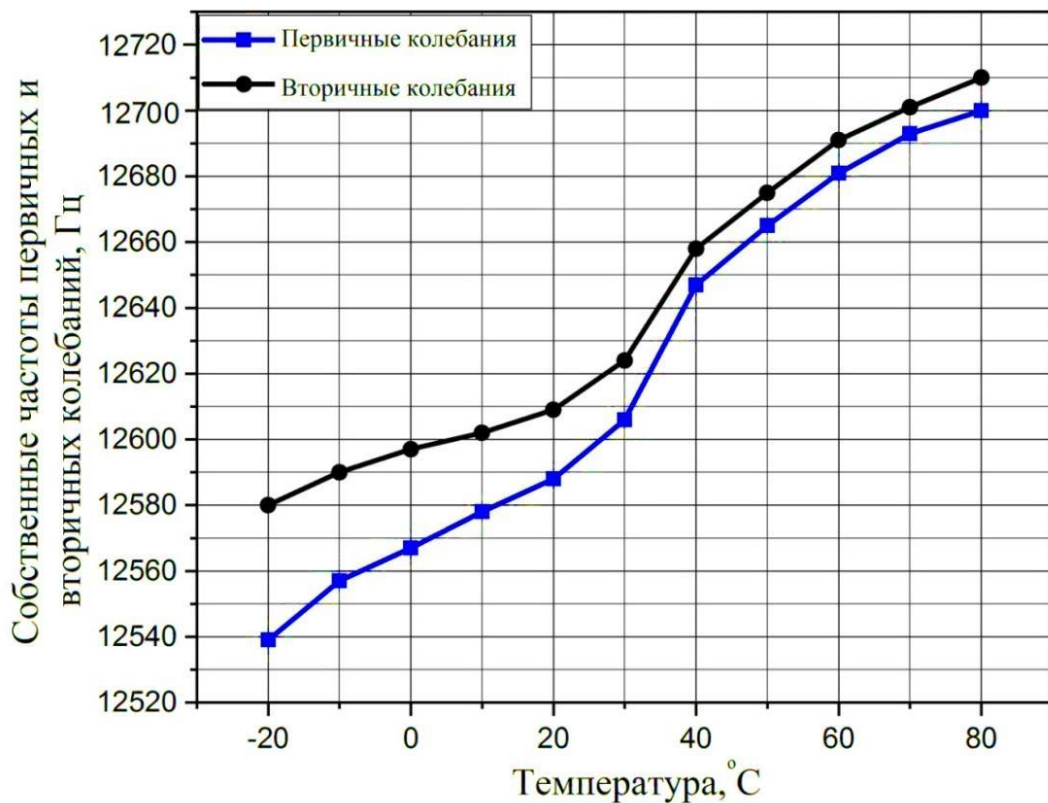


Рисунок 3.8 – Температурная зависимость собственных частот первичных и вторичных колебаний

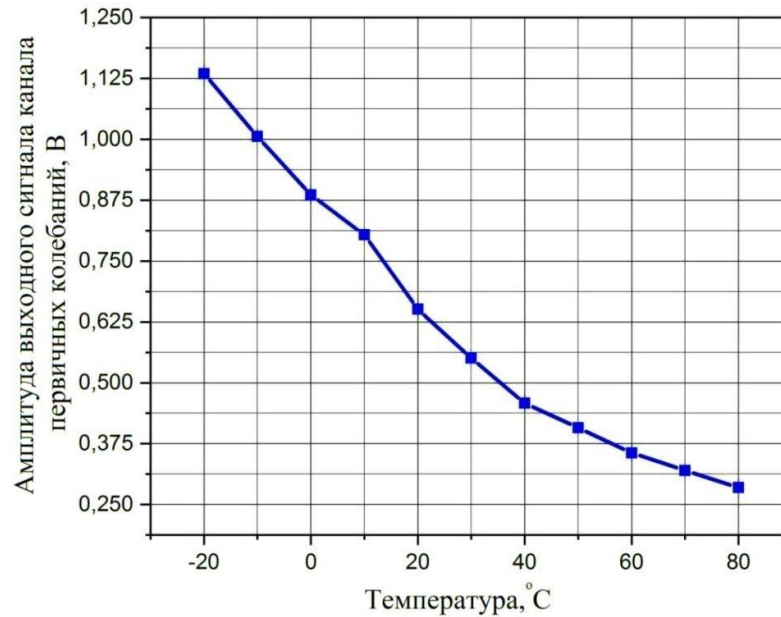


Рисунок 3.9 – Температурная зависимость амплитуды первичных колебаний

В испытаниях были зарегистрированы резонансные колебания на частоте около 12,58 кГц при температуре 20 °С (рисунок 3.8). При повышении температуры от минус 20 °С до 80 °С значение собственной частоты первичных колебаний увеличивается от 12,54 кГц до 12,7 кГц, в то время как с ростом температуры амплитуда возбужденных резонансных колебаний уменьшается от 1,125 В до 0,285 В (рисунок 3.9). Снижение амплитуды резонансных колебаний при повышении температуры связано со снижением добротности МИМ. Средние температурные коэффициенты изменения собственной частоты и амплитуды первичных колебаний соответственно определены как 1,61 Гц/°С и 8,5 мВ/°С. Средний температурный коэффициент изменения собственной частоты вторичных колебаний имеет значение 1,31 Гц/°С.

Из рисунка 3.8 видно, что собственная частота первичных колебаний меньше собственной частоты вторичных колебаний. Значение частотного рассогласования составляет $\Delta f = 25$ Гц при температуре 20 °С. При повышении температуры рассогласование собственных частот уменьшается.

Результаты моделирования и экспериментов показали, что собственные частоты первичных и вторичных колебаний исследуемого МИМ составляют около 12,55 кГц. По сравнению с результатами моделирования, экспериментальные результаты отличаются: так, в канале первичных колебаний

при температуре 20 °С собственная частота первичных колебаний составляет 12,585 кГц, которая отличается на 0,04 % по сравнению с рассчитанным результатом (12,590 кГц), а в канале вторичных колебаний значение отклонения принимает 0,17 %.

По результатам моделирования и экспериментов можно подтвердить, что рассогласование собственных частот первичных и вторичных колебаний уменьшается с повышением температуры. При температуре 20 °С измеряемое значение частотного рассогласования составляет 25 Гц, а рассчитанное значение частотного рассогласования равно 41 Гц. Это можно объяснить тем, что кремниевая структура соединена со стеклянной подложкой через золотой слой, поэтому возникающее температурное осевое напряжение на практике отличается от математических моделей. Кроме того, при составлении математических моделей не были учтены другие незначительные деформации упругих элементов.

Видно, что под действием температуры частотные характеристики МИМ сильно изменяются. Это приводит к трудности поддержания стабильности первичных колебаний и соответственно стабильности характеристик МИМ. Таким образом, использование обычных способов для возбуждения первичных колебаний с разомкнутым контуром является неэффективным. Таким образом, необходимо применять систему возбуждения первичных колебаний с замкнутым контуром, которая позволяет автоматически регулировать параметры первичных колебаний. Данная система будет исследована в главе 4.

3.2 Влияние температуры на добротность ЧЭ

Добротность имеет большое значение в микромеханических вибрационных системах. ЧЭ МИМ помещен в корпус, где воздух откачивается для повышения добротности путем снижения давления и демпфирования воздуха. Добротность обратно пропорциональна коэффициенту демпфирования. В МИМ эффект демпфирования относится к рассеиванию энергии движения инерционных масс в виде тепловой энергии. Механизмы рассеяния энергии движения различаются на вязкое демпфирование, термоупругое демпфирование и

демпфирование анкерov [41, 56]. В условии невысокого вакуума вязкое демпфирование обычно является основным механизмом. Там взаимодействие между поверхностью подвижной структуры и окружающими молекулами газа рассеивает значительное количество энергии.

Два основных типа вязкого демпфирования для ЧЭ МИМ показаны на рисунке 3.10: демпфирование скольжения и демпфирование сжатия между поверхностями ЧЭ и окружающим газом. Первый вид демпфирования относится к скольжению движущейся структуры (инерционные массы и подвижные электроды) в газовой среде, которое вызывает поверхностное трение, второй вид демпфирования относится к сжатию молекул газа между двумя поверхностями, вызывая эффект отталкивания.

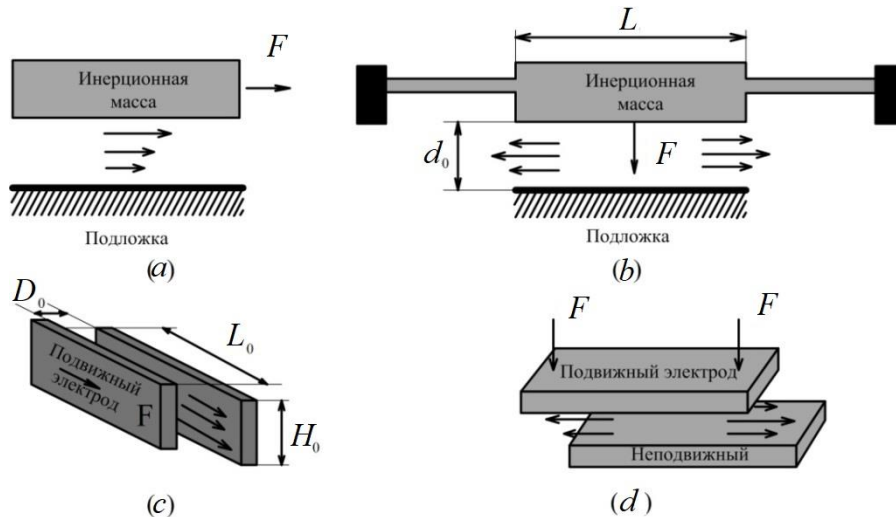


Рисунок 3.10 – Типы вязкого демпфирования для ЧЭ МИМ

Вязкое демпфирование ЧЭ МИМ определяется внутренним трением газа между инерционными массами и подложкой, а также между электродами гребенчатого привода и сенсорных структур. Эффект вязкого демпфирования изображен двумя общими моделями демпфирования: демпфирование скольжения (рисунок 3.10, *a, c*) и демпфирование сжатия (рисунок 3.10, *b, d*). Демпфирование скольжения наблюдается при параллельном движении между двумя поверхностями. Демпфирование сжатия присутствует при изменении зазора между поверхностями.

Направление колебаний инерционных масс в канале первичных колебаний и канале вторичных колебаний по оси X лежат в одной плоскости, параллельной плоскости подложки, а высота подвижной структуры над поверхностью подложки не изменяется со временем. В этом случае, согласно работе [41], демпфирование скольжения определяется по формуле (3.14):

$$\mu_{\text{ск}} = \frac{\eta}{1 + 2K_n} \frac{A}{D_0}, \quad (3.14)$$

где A – площадь перекрытия; D_0 – зазор между электродами или между инерционными массами и подложкой; η – коэффициент вязкости.

Число Кнудсена K_n является мерой эффекта разреженного газа, которое зависит от длины свободного пробега газа λ и зазора D_0 :

$$K_n = \frac{\lambda}{D_0} = \frac{RT}{\sqrt{2}\pi d^2 N_A P D_0}, \quad (3.15)$$

где $N_A = 6,0221367 \cdot 10^{23}$ – номер Авогадро; d – диаметр молекулы газа; P – абсолютное давление; T – абсолютная температура; $R = 8,315 \text{ J/mol}\cdot\text{K}$ – универсальная газовая постоянная.

Коэффициент вязкости определяется по формуле [41]:

$$\eta = 3^{-1} \bar{v} \bar{\lambda} \rho_r, \quad (3.16)$$

где ρ_r – плотность газа; $\bar{\lambda}$ – средняя длина свободного пробега молекулы; \bar{v} – средняя скорость теплового движения молекул.

Средняя длина свободного пробега молекулы определяется как:

$$\bar{\lambda} = \frac{2k_B}{3\pi d^2} \sqrt{\frac{MT}{\pi R}}, \quad (3.17)$$

где $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана; M – молярная масса газа.

Средняя скорость теплового движения молекул:

$$\bar{v} = \sqrt{8RT/(\pi M)}. \quad (3.18)$$

Подставив (3.17) и (3.18) в (3.16), получается формула коэффициента вязкости:

$$\eta = \frac{2k_B}{3\pi d^2} \sqrt{\frac{MT}{R\pi}}. \quad (3.19)$$

Таким образом, зависимость добротности от температуры определяется выражением:

$$Q_{\text{ск}} = \frac{\omega_0}{\mu_{\text{скольз}}} = \frac{D_0 \omega_0}{A} \left(\frac{3\pi^{3/2} d^2}{2k_B} \sqrt{\frac{R}{M}} + \frac{3R^{3/2}}{\sqrt{2k_B N_A D_0 P}} \frac{T}{\sqrt{T}} \right) \frac{1}{\sqrt{T}}. \quad (3.20)$$

Демпфирование сжатия является доминирующим для инерционных тел в канале вторичных колебаний по оси Z и сенсорных электродных структур. Согласно результату работы [57], при сжатии добротность прямо пропорциональна величине зазоров между инерционными массами и подложкой и между гребенками, но обратно пропорциональна давлению газа, длине, высоте инерционных масс и гребенок сенсорных электродных структур.

$$Q_{\text{ск}} = (2\pi)^2 \rho w \omega_0 \left(\frac{D_0}{L+h} \right) \sqrt{\frac{R}{M} \frac{T}{P} \frac{1}{\sqrt{T}}}, \quad (3.21)$$

где ρ – плотность кремния; w , L , h – толщина, длина, высота пластин.

Общую добротность можно определить таким образом:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{\text{ск}}} + \frac{1}{Q_{\text{сж}}}. \quad (3.22)$$

Нужно отметить, что формула (3.22) используется для простой конструкции. Обычно вязкое демпфирование и другие составляющие демпфирования очень сложно теоретически оценить для сложной конструкции ЧЭ МИМ. В этой работе общие добротности канала первичных и вторичных колебаний эмпирически измеряются с помощью частотного отклика.

Измеренные величины добротности двух каналов в зависимости от температуры показаны на рисунке 3.11. Результаты измерения показывает, что добротности двух каналов МИМ являются невысокими (при 20 °С для канала первичных колебаний добротность равна 331, а для канала вторичных колебаний по оси X равна 100).

С ростом температуры от минус 20 °С до 80 °С добротности в двух каналах снижаются до 52,81 %. При недостаточно низких давлениях добротности обычно начинают сходиться к низкому значению, которое будет вызывать быстрое рассеивание энергии движения инерционных масс. В результате этого резонансные амплитуды первичных и вторичных колебаний уменьшаются. Чтобы минимизировать влияние колебаний температуры, желательно корпусировать ЧЭ МИМ в условия достаточно низких давлений.

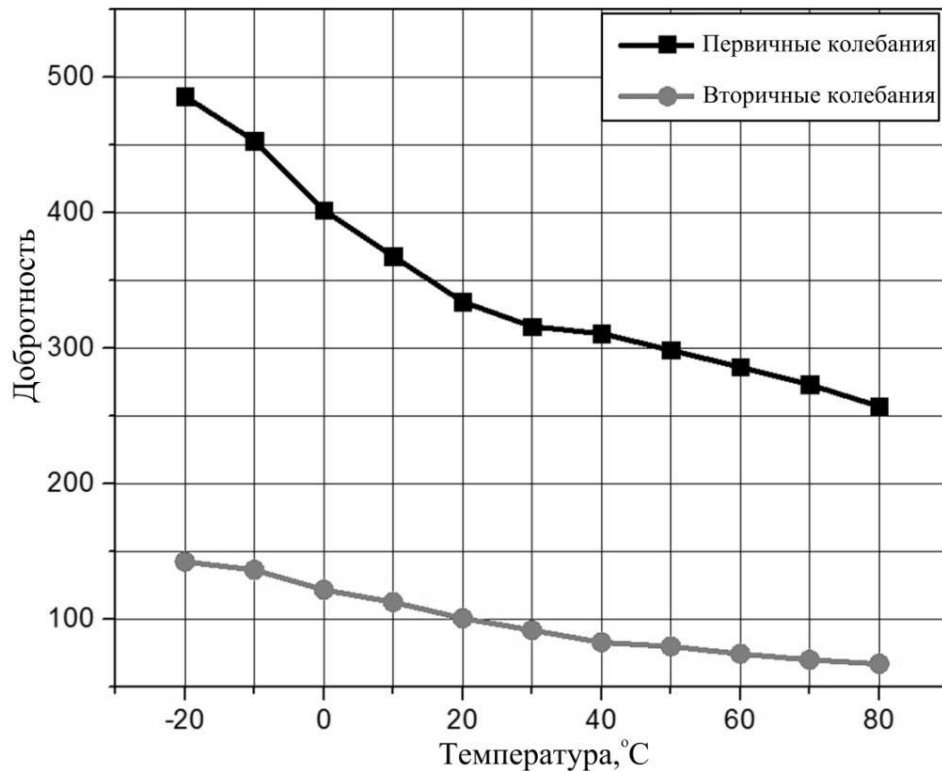


Рисунок 3.11 – Зависимость добротности двух каналов от температуры

3.3 Зависимость ёмкостей от температуры

Чувствительным элементом микромеханического датчика является кремниевая структура. Под воздействием температурного поля возникают температурные деформации чувствительного элемента, которые приводят к его геометрическим изменениям, вследствие чего изменяются ёмкости электродных структур и вносится погрешность в снимаемый с датчика сигнал.

Изменения геометрических размеров ЧЭ описываются формулой

$$L = L_0(1 + \alpha\Delta T), \quad (3.22)$$

где L – соответствующий размер ЧЭ с учётом температурных возмущений, м; L_0 – первоначальный размер при $T = 20$ °С, м; $\alpha = 2,6 \cdot 10^{-6}$ – температурный коэффициент линейного расширения кремния; ΔT – изменение температуры, °С.

На рисунке 3.12 стрелками показано направление изменения геометрических размеров гребенчатых структур под воздействием температурного поля.

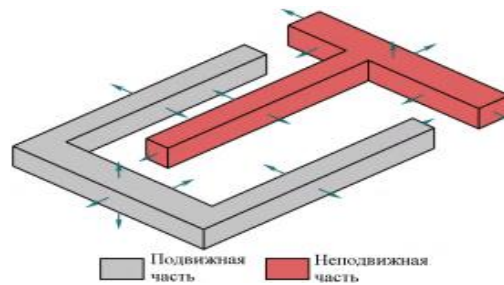


Рисунок 3.12 – Изменение размеров электродов сенсора гироскопа под воздействием температуры

Температура изменяется в пределах от минус 40 °С до 105 °С. Рисунки 3.13; 3.14 иллюстрируют зависимости ёмкостей электродных структур ЧЭ от перемещений при изменении температуры. В сенсорных структурах изменение температуры вызывает изменение зазора между гребенками, что приводит к изменениям емкости.

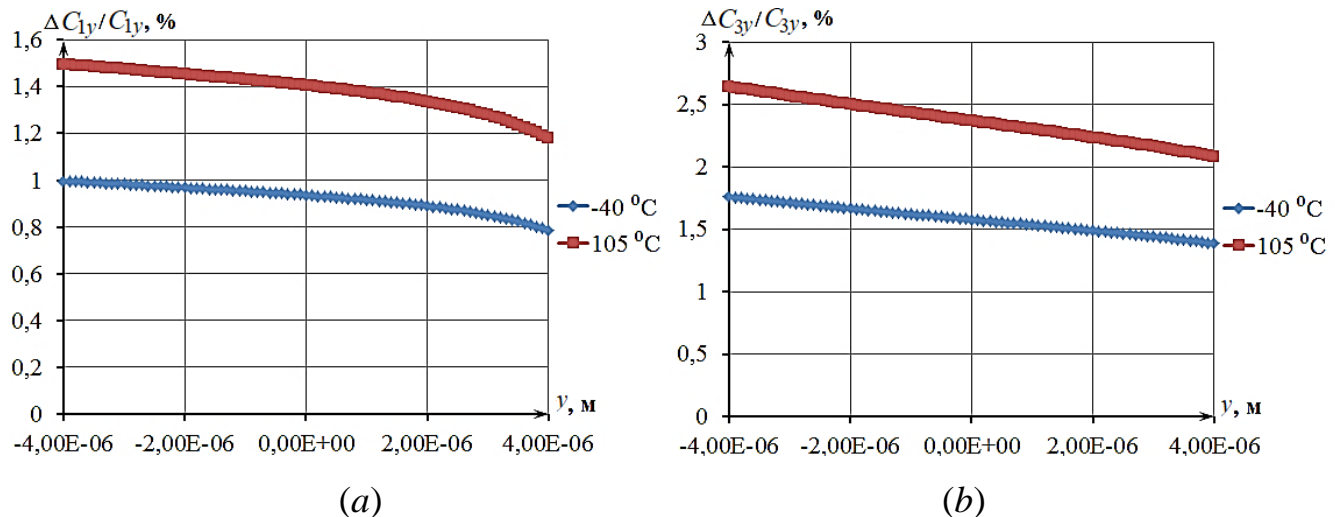


Рисунок 3.13 – Относительная температурная погрешность сенсорных структур с изменяемым зазором C_{1y} (a) и приводных структур с изменяемой площадью перекрытия C_{3y} (b) в канале первичных колебаний

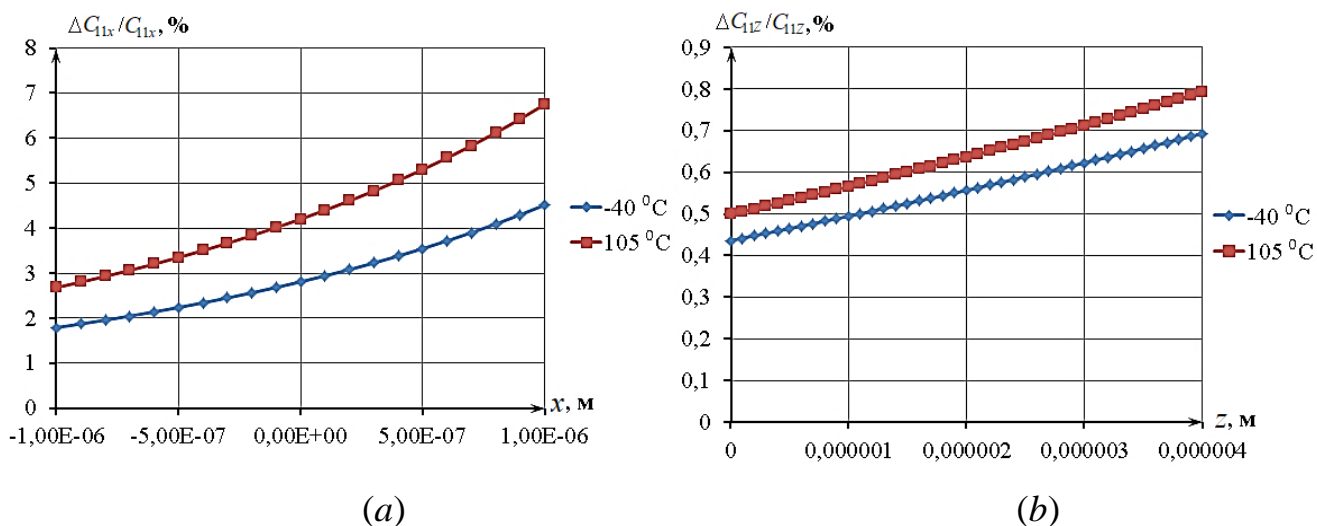


Рисунок 3.14 – Относительная температурная погрешность емкостей сенсорных структур C_{11x} (a) и C_{11z} (b) в канале вторичных колебаний

Изменение температуры вызывает изменение емкостей, в результате которого изменяется коэффициент передачи емкостного преобразователя перемещений. Для уменьшения влияния температуры на емкостной преобразователь применяется дифференциальная схема включения сенсорных емкостей с программной коррекцией ошибок, как показано на рисунках 3.15 и 3.16. Поскольку электродные структуры построены симметрично, то изменения емкости от температуры считаются одинаковыми. При этом дифференциальное преобразование позволяет пренебречь паразитными сигналами, вызванными изменением емкости от температуры.

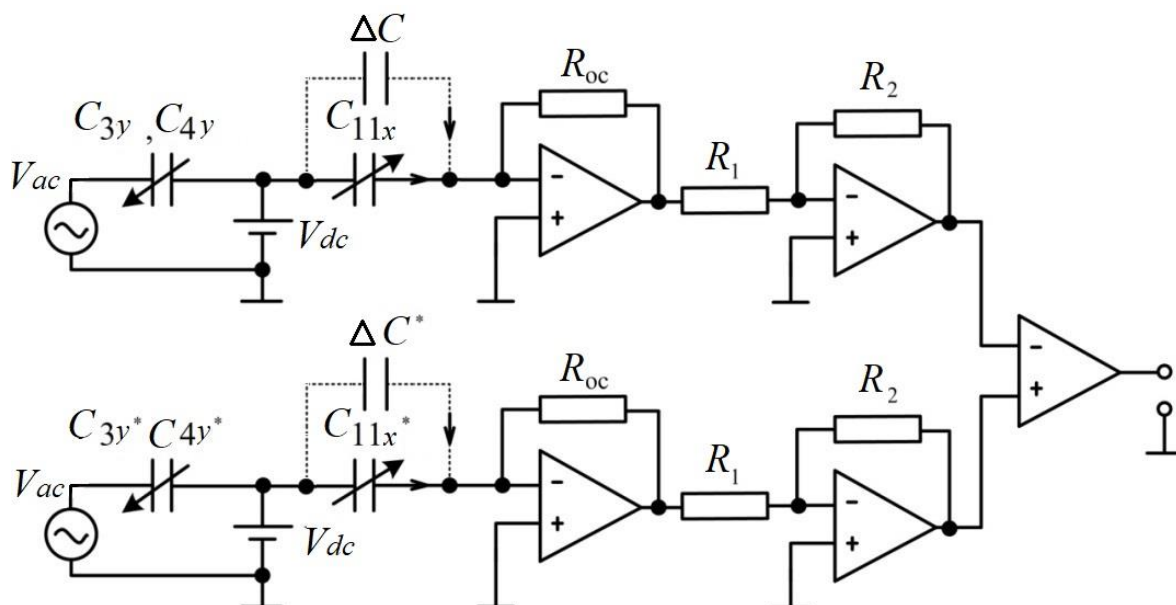


Рисунок 3.15 – Дифференциальная схема включения сенсорных емкостей

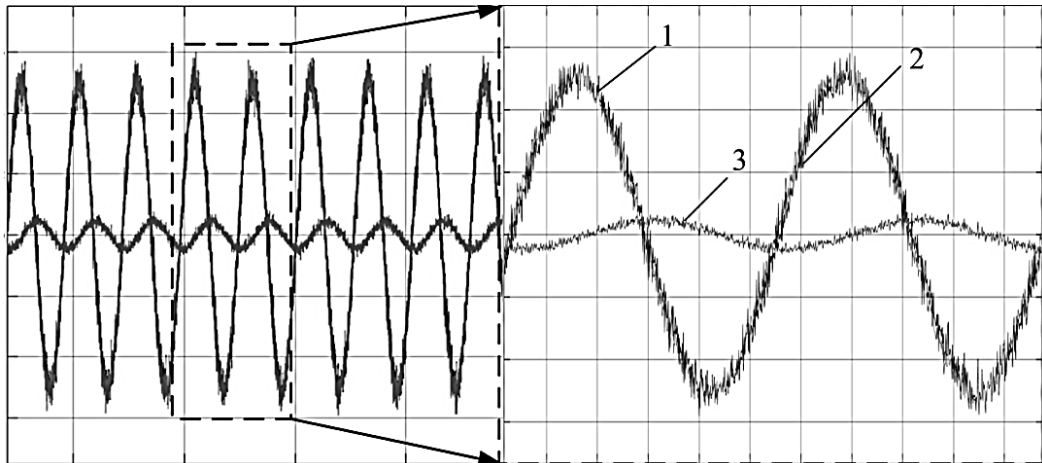


Рисунок 3.16 – Выходные сигналы в входе (1, 2) и на выходе (3) дифференциальной схемы включения сенсорных емкостей

Выводы к главе 3

1. Изменение температуры оказывает значительное влияние на динамическую характеристику ЧЭ. Рост окружающей температуры приводит к увеличению собственных частот первичных и вторичных колебаний и демпфирования колебаний ЧЭ.
2. Изменение температуры вызывает изменение масштабных коэффициентов и нестабильность МИМ.
3. При применении системы обработки измерительной информации с обратной связью зависимость выходных сигналов от собственных частот и добротности устраняется, так как изменение температуры не оказывает влияние на выходные сигналы. Таким образом, для ограничения влияния температуры на стабильность МИМ можно использовать систему обработки измерительной информации с обратной связью.
4. Использование емкостного преобразователя с дифференциальной схемой позволяет устранить влияние изменения емкости электродных структур под воздействием температуры.

ГЛАВА 4

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПЕРВИЧНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Управление первичными колебаниями является необходимой задачей для обеспечения стабильности МИМ. Сила Кориолиса непосредственно зависит от скорости первичных колебаний, поэтому любое изменение или нестабильность первичных колебаний сразу оказывают влияние на выходной сигнал. Таким образом, управление скоростью первичных колебаний со стабильной максимальной амплитудой имеет решающее значение. По результатам исследований, полученным в главе 2, можно утверждать, что для получения максимальной амплитуды первичных колебаний необходимо использовать резонансные свойства ЧЭ МИМ. Возбуждение первичных колебаний ЧЭ на собственной частоте является основным критерием достижения заданной амплитуды.

Возбуждение первичных колебаний инерционных масс с разомкнутым контуром является простым решением для электроники [41]. Однако в зависимости от технологии и процесса изготовления, также и от внешних воздействий, собственные частоты ЧЭ могут быть изменяться. Система с разомкнутым контуром не позволяет отслеживать эти изменения, и очень чувствительна к параметрам ЧЭ, которые могут меняться под действием внешнего воздействия и условий окружающей среды, приводящим к неустойчивости для долгосрочных операций. В данной ситуации самым эффективным способом возбуждения первичных колебаний, обеспечивающим устойчивость МИМ, является применение замкнутого контура для преобразования усилия в обратной связи с целью отслеживания их собственной частоты и поддержания. В данной главе будет представлена система возбуждения первичных колебаний с обратной связью, построенная по результатам анализа частотной характеристики первичных колебаний.

4.1 Частотные характеристики канала первичных колебаний

Возбуждение первичных колебаний инерционных масс реализуется путем приложения напряжения постоянного тока V_{dc} к инерционным массам, и возбуждающих сигналов переменного тока к электродам приводной структуры с обозначениями C_{3y} , C_{4y} , C_{3y}^* и C_{4y}^* . Перемещения инерционных масс приводят к изменениям ёмкостей сенсорных структур C_{1y} , C_{2y} , C_{1y}^* и C_{2y}^* .

Зависимости ёмкостей сенсорной структуры от перемещения инерционных масс могут быть представлены следующим образом:

$$C_{1y} = a_2 + b_2 y_2, C_{2y} = a_2 - b_2 y_2, C_{1y}^* = a_2 - b_2 y_1, C_{2y}^* = a_2 + b_2 y_1. \quad (4.1)$$

Ёмкости конденсаторов приводной структуры можно аппроксимировать следующим образом:

$$\begin{aligned} C_{4y} &= a_1 - b_1 y_2 + c_1 y_2^2, C_{3y} = a_1 + b_1 y_2 + c_1 y_2^2 \\ C_{4y}^* &= a_1 + b_1 y_1 + c_1 y_1^2, C_{3y}^* = a_1 - b_1 y_1 + c_1 y_1^2, \end{aligned} \quad (4.2)$$

где y_1 , y_2 – перемещения инерционных масс. Инерционные массы должны совершать гармонические колебания, поэтому требуется синусоидальное приводное усилие. На рисунках 4.1 и 4.2 представлена эквивалентная электрическая схема с подключением сигналов для возбуждения первичных колебаний.

В приводных структурах, при разных потенциалах между параллельными пластинами, из-за электростатического консервативного силового поля создаются электростатические силы. Электростатические силы могут быть определены как:

$$\begin{aligned} F_{ЭЛ1} &= \frac{1}{2} \left(\left[V_0 \sin(\omega t) + V_{dc} \right]^2 \frac{\partial C_{4y}^*}{\partial y_1} + \left[V_{dc} - V_0 \sin(\omega t) \right]^2 \frac{\partial C_{3y}^*}{\partial (-y_1)} \right) \\ F_{ЭЛ2} &= \frac{1}{2} \left(\left[V_0 \sin(\omega t) + V_{dc} \right]^2 \frac{\partial C_{4y}}{\partial y_2} + \left[V_{dc} - V_0 \sin(\omega \cdot t) \right]^2 \frac{\partial C_{3y}}{\partial (-y_2)} \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Следовательно, электростатические силы, созданные приводными структурами, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} F_{ЭЛ1} &= 2V_{dc}b_1V_0 \sin(\omega t) - 2c_1V_{dc}V_0 \sin(\omega t)y_1 \\ F_{ЭЛ2} &= -2V_{dc}b_1V_0 \sin(\omega t) - 2c_1V_{dc}V_0 \sin(\omega t)y_2 \end{aligned} \quad (4.4)$$

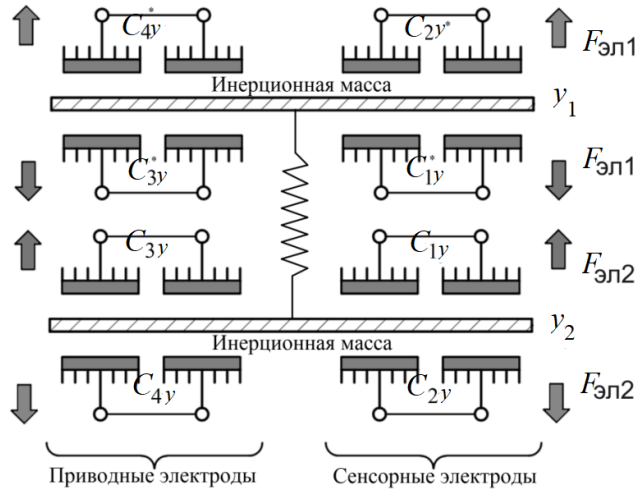


Рисунок 4.1 – Эквивалентная схема приводной структуры

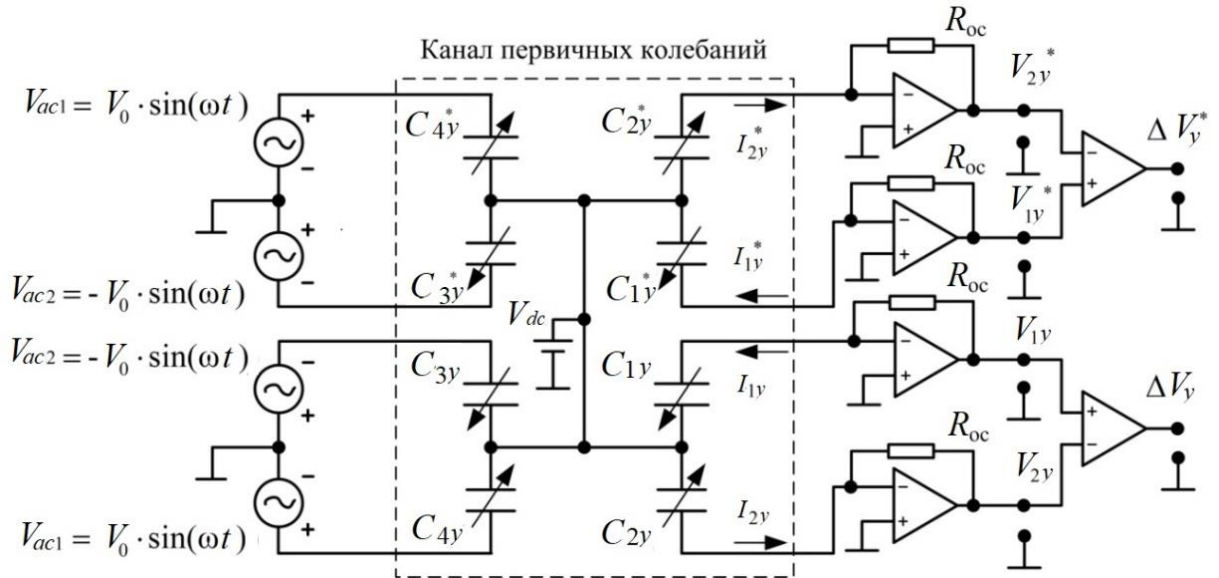


Рисунок 4.2 – Эквивалентная электрическая схема

Перемещения инерционных масс определяются уравнениями:

$$\begin{aligned} \ddot{y}_1 + \frac{\sqrt{\omega_{y0}^2 - \omega_e^2}}{Q_y} \dot{y}_1 + [\omega_{y0}^2 - \omega_e^2] y_1 &= \frac{2V_{dc}b_1V_0 \sin(\omega t)}{m_y} \\ \ddot{y}_2 + \frac{\sqrt{\omega_{y0}^2 - \omega_e^2}}{Q_y} \dot{y}_2 + [\omega_{y0}^2 - \omega_e^2] y_2 &= \frac{-2V_{dc}b_1V_0 \sin(\omega t)}{m_y} \end{aligned} \quad (4.5)$$

где $\omega_e = \sqrt{k_e / m_y}$ – частота, обусловленная электростатическим эффектом;

$V_{ac}(t) = V_0 \sin(\omega t)$ – возбуждающий сигнал.

Передаточные функции канала первичных колебаний принимают вид [58, 59]:

$$\begin{aligned}\frac{y_1(s)}{V_{ac}(s)} &= \frac{2}{m_y} \frac{V_{dc} b_1}{s^2 + \frac{\sqrt{\omega_{y0}^2 - \omega_e^2}}{Q_y} s + (\omega_{y0}^2 - \omega_e^2)} = \frac{2}{m_y} \frac{V_{dc} b_1}{s^2 + \frac{\omega_y}{Q_y} s + \omega_y^2} \\ \frac{y_2(s)}{V_{ac}(s)} &= \frac{2}{m_y} \frac{-V_{dc} b_1}{s^2 + \frac{\sqrt{\omega_{y0}^2 - \omega_e^2}}{Q_y} s + (\omega_{y0}^2 - \omega_e^2)} = \frac{2}{m_y} \frac{-V_{dc} b_1}{s^2 + \frac{\omega_y}{Q_y} s + \omega_y^2}\end{aligned}\quad (4.6)$$

Информация о колебаниях инерционных масс определяется токами, генерируемыми изменением емкостей между подвижными и неподвижными электродами сенсорных структур [41, 60]:

$$\begin{aligned}I_{1y}^*(t) &= \frac{\partial}{\partial t} [V_{dc} C_{1y}^*(t)] = -V_{dc} b_2 \dot{y}_1 \\ I_{2y}^*(t) &= \frac{\partial}{\partial t} [V_{dc} C_{2y}^*(t)] = V_{dc} b_2 \dot{y}_1 \\ I_{1y}(t) &= \frac{\partial}{\partial t} [V_{dc} C_{1y}(t)] = V_{dc} b_2 \dot{y}_2 \\ I_{2y}(t) &= \frac{\partial}{\partial t} [V_{dc} C_{2y}(t)] = -V_{dc} b_2 \dot{y}_2\end{aligned}\quad (4.7)$$

С помощью преобразователей тока в напряжение токи преобразуются в выходные напряжения:

$$\begin{aligned}V_{1y}(t) &= -I_{1y}(t) R_{oc} = -V_{dc} b_2 R_{oc} \dot{y}_2 \\ V_{2y}(t) &= -I_{2y}(t) R_{oc} = V_{dc} b_2 R_{oc} \dot{y}_2 \\ V_{1y}^*(t) &= -I_{1y}^*(t) R_{oc} = V_{dc} b_2 R_{oc} \dot{y}_1 \\ V_{2y}^*(t) &= -I_{2y}^*(t) R_{oc} = -V_{dc} b_2 R_{oc} \dot{y}_1\end{aligned}\quad (4.8)$$

При подаче этих напряжений на входы инструментальных усилителей, на их выходах получают разности напряжений:

$$\begin{aligned}\Delta V_y &= V_{1y}(t) - V_{2y}(t) = -2V_{dc} b_2 R_{oc} \dot{y}_2 \\ \Delta V_y^* &= V_{1y}^*(t) - V_{2y}^*(t) = 2V_{dc} b_2 R_{oc} \dot{y}_1\end{aligned}\quad (4.9)$$

Из уравнений (4.9) и (4.6) общие передаточные функции канала первичных колебаний могут быть выражены как:

$$\frac{\Delta V_y(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{\Delta V_y(s)}{y_2(s)} \frac{y_2(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{4}{m_y} \frac{b_2 b_1 R_{oc} (V_{dc})^2 s}{s^2 + \frac{\omega_y}{Q_y} s + \omega_y^2} \quad (4.10)$$

$$\frac{\Delta V_y^*(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{\Delta V_y^*(s)}{y_1(s)} \frac{y_1(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{4}{m_y} \frac{b_2 b_1 R_{oc} (V_{dc})^2 s}{s^2 + \frac{\omega_y}{Q_y} s + \omega_y^2}$$

Из выражений (4.10) видно, что амплитуда скорости первичных колебаний пропорциональна амплитуде возбуждающего сигнала, добротности Q_y и напряжения постоянного тока V_{dc} . При резонансе амплитуда скорости первичных колебаний достигает максимума. Для исследования канала первичных колебаний были построены частотные характеристики при различных значениях напряжения постоянного тока и добротности с использованием данных в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры ЧЭ МИМ

Наименование	Значение	
Коэффициент жесткости упругого подвеса (Н·м ⁻¹)	523,5	
Добротность (Q_y)	100 ÷ 300	
Коэффициент усиления ($K=R_{oc}$)	10 ⁷	
Коэффициенты аппроксимации емкостей	b_1	2,9031·10 ⁻⁸
	b_2	1,5729·10 ⁻⁸
	c_1	0,000637
Инерционная масса (кг)	8,4227·10 ⁻⁸	
Амплитуда возбуждающего сигнала (В)	1,62	

На рисунке 4.3 приведены амплитудно-частотная (АЧХ) и фазовая частотная характеристики (ФЧХ) канала первичных колебаний при неизменном значении напряжения постоянного тока $V_{dc} = 30$ В и различных величинах добротности.

Максимальная амплитуда скорости первичных колебаний обнаружена при резонансе, когда частота возбуждающего сигнала совпадает с собственной частотой первичных колебаний, равной 12,52 кГц. При увеличении добротности

от 100 до 300 амплитуда выходного колебательного сигнала инерционных масс увеличивается от 240 мВ до 750 мВ. При резонансе фазовый сдвиг принимает значение 90° . До резонанса фаза колебательного сигнала инерционных масс относительно возбуждающего сигнала изменяется от минус 90° до 0° . С увеличением добротности переход фазового сдвига от минус 90° до 90° вблизи резонансной частоты становится более резким. На рисунке 4.4 представлены АЧХ и ФЧХ канала первичных колебаний при неизменной величине добротности $Q_y = 200$ и различных значениях напряжения постоянного тока.

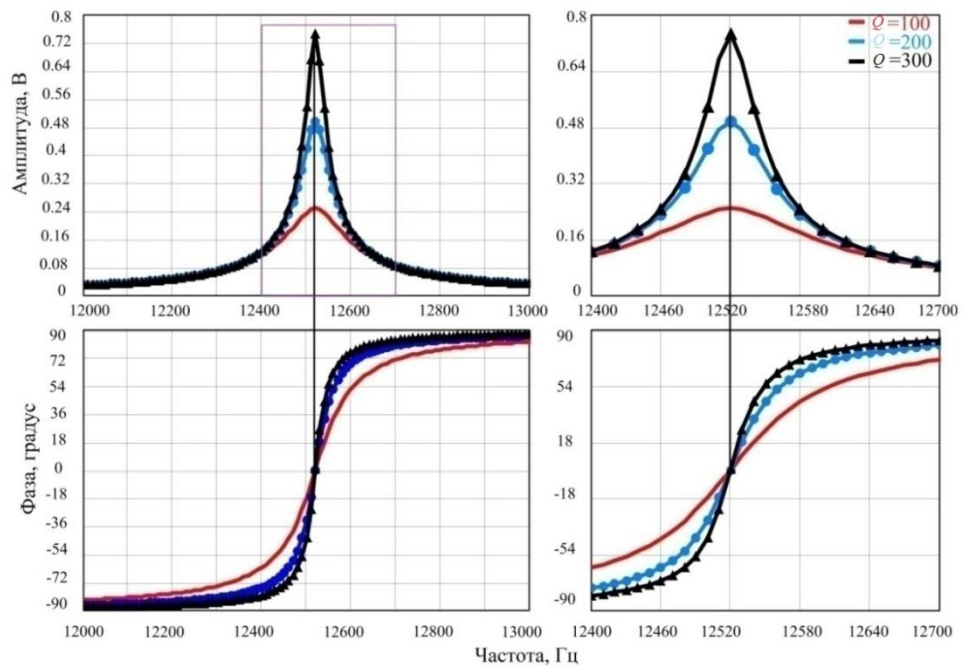


Рисунок 4.3 – АЧХ и ФЧХ канала первичных колебаний при различных значениях добротности

На рисунке 4.4 видно, что амплитуда скорости первичных колебаний увеличивается при увеличении напряжения постоянного тока. Но увеличение напряжения постоянного тока приводит к повышению электрической жесткости, что вызывает убывание эквивалентной собственной частоты первичных колебаний.

По результатам моделирования при увеличении напряжения постоянного тока от 20 В до 30 В, эквивалентная собственная частота первичных колебаний снижается от 12,54 кГц до 12,52 кГц. Данное изменение собственной частоты также можно увидеть на графиках ФЧХ. Кроме этого, из графиков ФЧХ еще

следует важная информация, которая показывает, что независимо от значений напряжения постоянного тока и добротности, при резонансе фазы выходного колебательного и возбуждающего сигналов совпадают. Это фазовое совпадение используется как отметка для отслеживания резонанса при построении системы возбуждения первичных колебаний с обратной связью, которая рассматривается в разделе 4.4.

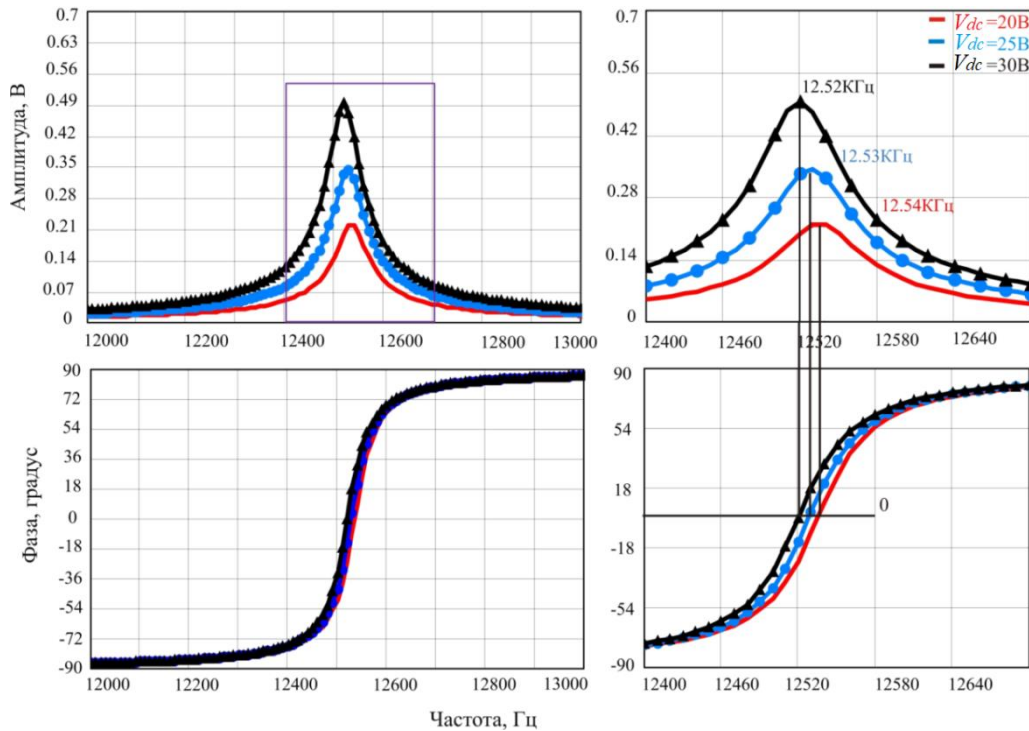


Рисунок. 4.4 – АЧХ и ФЧХ канала первичных колебаний при различных значениях напряжения постоянного тока

4.2 Частотные характеристики экспериментального прототипа

Частотные характеристики изготовленного прототипа МИМ определяются путем измерения изменения емкости сенсорных структур. На рисунке 4.5 показана установка для измерения параметров первичных колебаний инерционных масс.

Внешний генератор используется в качестве источника возбуждающего переменного сигнала, в то время как от источника постоянного тока подается на инерционные массы напряжение смещения постоянного тока. Частотные характеристики получаются путем подключения выхода трансрезистивного

усилителя (электронного интерфейса) к входу осциллографа. На практике определение изменения емкости сенсорных структур реализуется на резонансной частоте, где происходит совпадение частоты возбуждающего сигнала с собственной частотой колебаний инерционных масс. Для этого необходимо постепенно изменять частоту возбуждающего сигнала и фиксировать резкую реакцию выходного сигнала, являющуюся признаком резонанса.

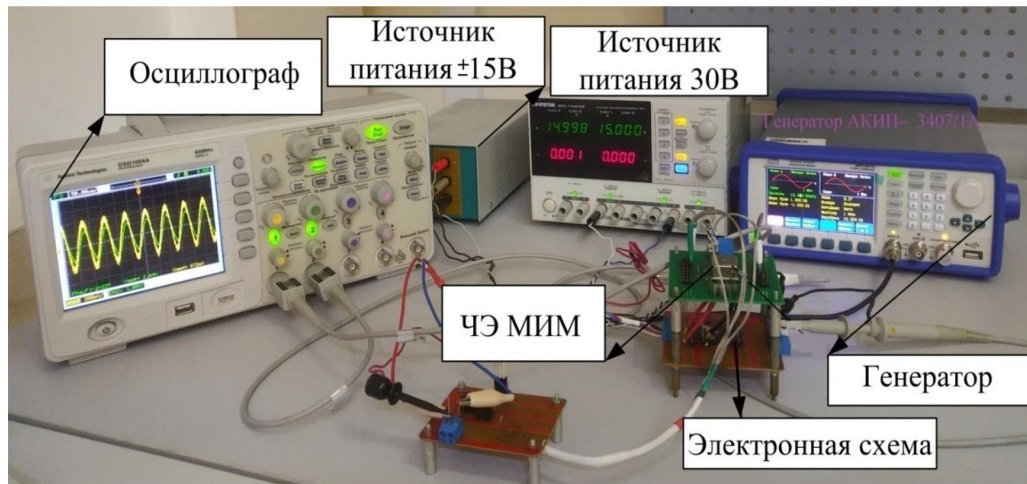


Рисунок 4.5 – Установка для измерения первичных колебаний инерционных масс

На рисунках 4.6 и 4.7 показаны экспериментальные частотные характеристики канала первичных колебаний, построенные по предполагаемому принципу. Данные частотные характеристики построены при температуре 20 °С и напряжении постоянного тока $V_{dc} = 30$ В.

Видно, что из-за паразитных емкостей перед резонансом на АЧХ наблюдается линейное увеличение амплитуды выходных сигналов, и данное явление также повторяется после резонанса. Нужно отметить, что данное увеличение не является ростом амплитуды первичных колебаний, а ростом амплитуды паразитного сигнала. В отличие от моделируемых частотных характеристик (4.3) и (4.4), экспериментальные частотные характеристики показали, что существуют два резонанса, расположенные близко друг к другу (на частотах 12,27 кГц и 12,58 кГц). Это объясняется тем, что как уже сказано в главе 2, в канале первичных колебаний инерционные массы m_{y1} и m_{y2} необходимо возбуждать антифазными колебаниями на частоте около 12,5 кГц. Однако асимметрия в конструкции из-за несовершенства в процессе производства может

вызывать движения инерционных масс с меньшей амплитудой по сравнению с антифазными колебаниями на меньшей частоте 12,27 кГц. Эти колебания называются синфазными [61].

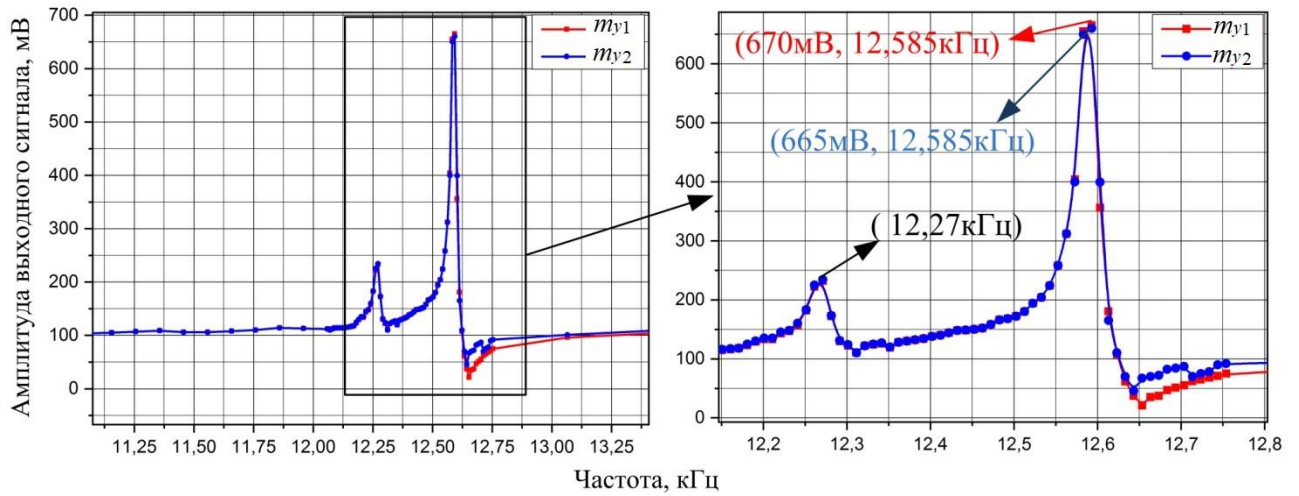


Рисунок 4.6 – Амплитудно-частотная характеристика канала первичных колебаний

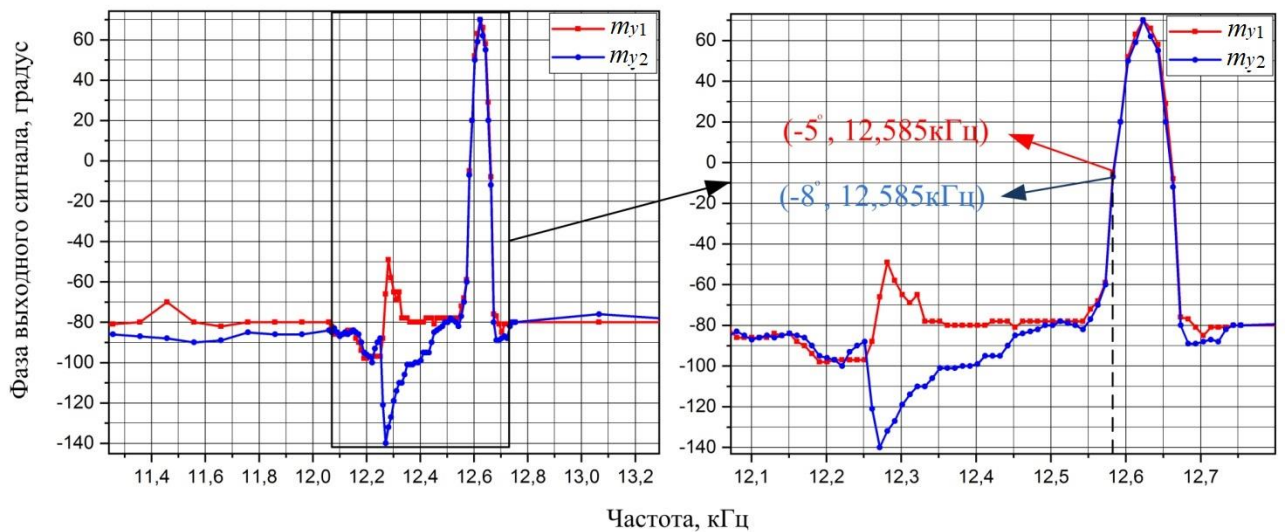


Рисунок 4.7 – Фазово-частотная характеристика канала первичных колебаний

Механические упругие элементы, соединяющие инерционные массы между собой, гарантирует, что их резонансные колебания происходят на одинаковой частоте даже при наличии дефектов изготовления. Это подтверждено на графиках АЧХ (рисунок 4.6). Кроме этого, из графиков ФЧХ (рисунок 4.7) получается информация о сдвиге фазы колебаний инерционных масс относительно возбуждающего сигнала. А именно, фазы выходных сигналов сенсорных структур при антифазном резонансе инерционных масс составляют

минус 5° и минус 8° , соответственно. После резонанса фаза сигнала достигает 80° , затем не удерживается на достигаемом значении и резко убывает до начального значения. Причина обусловлена присутствием паразитных емкостей.

Из полученных частотных характеристик видно, что резонансы антифазных колебаний двух инерционных масс происходят на одной частоте 12,585 кГц. Но амплитуда выходного колебательного сигнала инерционной массы m_{y2} отличается от амплитуды выходного колебательного сигнала инерционной массы m_{y1} на 0,75 %. Из сравнения фазовых сдвигов выходных колебательных сигналов инерционных масс величина отличия составляет 3° . Это объясняется тем, что паразитные емкости в сенсорных структурах неодинаковы. Для того, чтобы доказать данное подтверждение, ниже приведен расчет паразитных емкостей.

При увеличении частоты возбуждающего сигнала наблюдается увеличение амплитуды выходных сигналов. Это увеличение вызывается паразитными емкостями, величины которых определяются функциями:

$$\Delta C = \frac{R_1 |V_y(j2\pi f)|}{R_2 R_{oc} V_0 2\pi f} = \frac{83 \cdot 10^{-13}}{1,62 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 9} = 0,906 \cdot 10^{-13} \text{ пФ.}$$

$$\Delta C^* = \frac{R_1 |V_y^*(j2\pi f)|}{R_2 R_{oc} V_0 2\pi f} = \frac{80 \cdot 10^{-13}}{1,62 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 9} = 0,874 \cdot 10^{-13} \text{ пФ.}$$

где f – частота возбуждающего сигнала вне резонанса; $|V_y(j2\pi f)|$ и $|V_y^*(j2\pi f)|$ – амплитуды выходных сигналов до и после точки резонанса (отсутствие механических колебаний).

При резонансе из выражений (4.6) и (4.12) перемещения инерционных масс определяются таким образом:

$$y_m(j2\pi f_p) = \sqrt{\left(\frac{R_1 |V_y(j2\pi f_p)|}{R_2 R_{oc} V_0 2\pi f_p}\right)^2 - (V_0 \Delta C)^2} \frac{1}{V_{dc} b_2}. \quad (4.13)$$

$$y_m = \sqrt{\left(\frac{670 \cdot 10^{-3}}{10^7 \cdot 1,62 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 12585}\right)^2 - (1,62 \cdot 0,906 \cdot 10^{-13})^2} \cdot \frac{1}{30 \cdot 1,57 \cdot 10^{-8}} = 1,772 \cdot 10^{-6} \text{ м.}$$

$$y_m^*(j2\pi f_p) = \sqrt{\left(\frac{R_1 |V_y^*(j2\pi f_p)|}{R_2 R_{oc} V_0 2\pi f_p}\right)^2 - (V_0 \Delta C^*)^2} \frac{1}{V_{dc} b_2}. \quad (4.14)$$

$$y_m^* = \sqrt{\left(\frac{665 \cdot 10^{-3}}{10^7 \cdot 1,62 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 12585}\right)^2 - (1,62 \cdot 0,874 \cdot 10^{-13})^2} \cdot \frac{1}{30 \cdot 1,57 \cdot 10^{-8}} = 1,77 \cdot 10^{-6} \text{ м.}$$

Предполагаем, что величины инерционных масс одинаковы. При резонансе получаем:

$$y_m(j2\pi f_p) = \frac{Q_y F_m}{m_y \omega_y^2}. \quad (4.15)$$

$$y_m^*(j2\pi f_p) = \frac{Q_y^* F_m}{m_y \omega_y^2}. \quad (4.16)$$

Следовательно, добротность канала первичных колебаний можно рассчитать как:

$$Q_y = \left(\frac{F_m}{m_y (\omega_y)^2 y_m}\right)^{-1} = \frac{m_y (\omega_y)^2 y_m}{2V_0 V_{dc} b_1}. \quad (4.17)$$

$$Q_y = \frac{8,42 \cdot 10^{-8} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 12,585 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,772 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 1,62 \cdot 30 \cdot 2,9 \cdot 10^{-8}} = 330,919.$$

$$Q_y^* = \left(\frac{F_m}{m_y (\omega_y)^2 y_m^*}\right)^{-1} = \frac{m_y (\omega_y)^2 y_m^*}{2V_0 V_{dc} b_1}. \quad (4.18)$$

$$Q_y^* = \frac{8,42 \cdot 10^{-8} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 12,585 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,77 \cdot 10^{-6}}{1,62 \cdot 30 \cdot 2,9 \cdot 10^{-8}} = 328,676.$$

По полученным результатам можно сделать вывод о том, что в канале первичных колебаний резонанс антифазных колебаний происходит на частоте 12,585 кГц, при которой две инерционные массы антифазно колеблются с одинаковой амплитудой (1,77 мкм). Однако из-за паразитных емкостей фазовые сдвиги двух инерционных масс при резонансе, используемые как отметка для определения резонанса канала первичных колебаний при возбуждении первичных

колебаний с помощью ФАПЧ, принимают разные значения: минус 5° и минус 8° . Это затрудняет построение автоматической системы для возбуждения первичных колебаний двух инерционных масс с одинаковой амплитудой.

Таблица 4.2 – Амплитуды первичных колебаний

Частота, кГц	Амплитуды сигналов, мВ		Частота, кГц	Амплитуды сигналов, мВ	
	m_{y1}	m_{y2}		m_{y1}	m_{y2}
1	25	24	12,40	138	138
2	30	32	12,50	172	172
3	36	39	12,51	180	180
4	42	43	12,52	194	194
5	53.5	54	12,53	204	204
6	60	56	12,54	224	224
7	67	64	12,55	258	258
8	76	70	12,56	312	312
9	83	80	12,57	404	400
10	92	90	12,58	425	420
11	104	100	12,581	500	496
12	112	110	12,582	580	577
12,10	116	117	12,583	630	627
12,20	133	135	12,584	655	650
12,21	133	135	12,585	670	665
12,22	143	145	12,586	400	410
12,23	147	148	12,587	356	399.5
12,24	157	160	12,588	180.5	165
12,25	182	183	12,589	107.5	110
12,26	222	225	12,590	61.5	70
12,27	232	234	12,600	37	45.5
12,28	172	173	12,61	21	67
12,29	130	131	12,62	35	70
12,30	122	124	12,63	37	72

4.3 Система возбуждения первичных колебаний с обратной связью

Уравнения (4.9) показывают, что фактически управляемым параметром является не амплитуда первичных колебаний, а их скорость, так как сила Кориолиса пропорциональна скорости первичных колебаний. Согласно результату анализа в главе 1, на рисунке 4.8 приведена структурная схема системы возбуждения первичных колебаний.

Система возбуждения первичных колебаний состоит из двух контуров: частотного контура и амплитудного контура. В частотном контуре находятся блоки фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), детектора нуля (ДН), формирователя синусоидального сигнала (ФС). Его роль заключается в отслеживании резонанса канала первичных колебаний и создании гармонического возбуждающего сигнала. Амплитудный контур выполняет задачу управления и стабилизации скорости первичных колебаний с требуемой амплитудой. Конструкция амплитудного контура очень важна с точки зрения стабильности системы. При этом пропорциональный и интегральный контроллер (ПИ) имеет решающее значение для регулирования амплитуды скорости первичных колебаний.

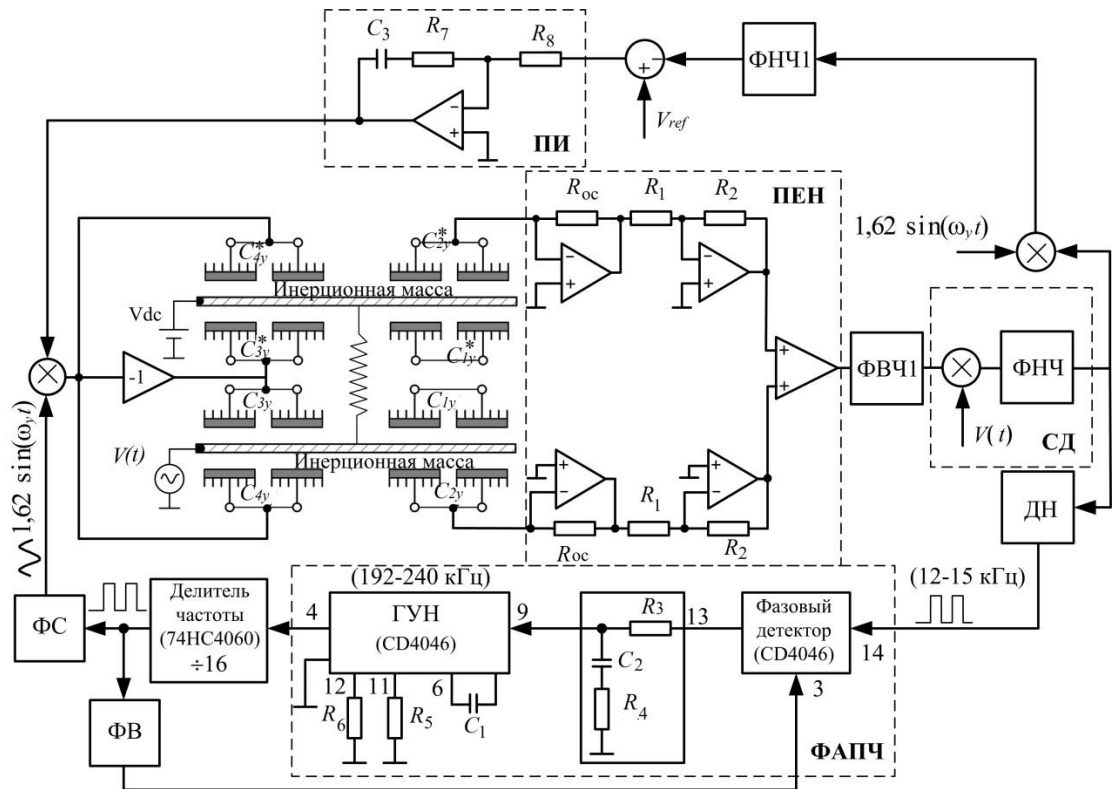


Рисунок 4.8 – Система возбуждения первичных колебаний

Механические перемещения инерционных масс обычно находятся в диапазоне несколько микрометров, которые порождают очень малые изменения емкости сенсорных структур (в диапазоне фФ). Такие малые изменения могут быть обнаружены только посредством специализированной интерфейсной электроники, называемой преобразователем емкости в напряжение (ПЕН).

Скорость первичных колебаний пропорциональна генерируемому току. Таким образом, с целью управления скоростью первичных колебаний в этой работе ПЕН построен на основе трансрезистивного усилителя для измерения тока [62-66].

Чтобы точно отслеживать резонанс канала первичных колебаний, необходимо устранить влияние паразитных емкостей. Кроме повышения добротности для устранения паразитного эффекта существует еще один перспективный метод, который позволяет детектировать слабый сигнал с использованием дополнительного высокочастотного сигнала $V(t) = V_m \sin(\omega_h t) = 2 \sin(\omega_h t)$ в схемах ПЕН. Данный метод является наиболее оптимальным с точки зрения повышения чувствительности ПЕН при выделении слабых информационных сигналов за счет того, что выходной отклик преобразования отдельно выделяется с помощью синхронного детектора [64].

Выходные колебательные сигналы электрической схемы (рисунок 4.2) при использовании дополнительного высокочастотного сигнала $V(t)$ определяются следующим образом:

$$V_y = \frac{R_{oc} R_2}{R_1} \cdot \left(\frac{d(V(t) C_{2y})}{dt} \right) = \frac{R_{oc} R_2}{R_1} [2\omega_h \cos(\omega_h t)(a_2 - b_2 y_2) + 2 \sin(\omega_h t)(-b_2) \dot{y}_2] \quad (4.19)$$

$$V_y^* = \frac{R_{oc} R_1}{R_2} \left(\frac{d(V(t) C_{2y}^*)}{dt} \right) = \frac{R_{oc} R_2}{R_1} [V_m \omega_h \cos(\omega_h t)(a_2 + b_2 y_1) + V_m \sin(\omega_h t) b_2 \dot{y}_1]$$

Напряжение после синхронного детектора (СД) будет определяться как

$$V_{CD} = F(t) (V_y + V_y^*) V_m \sin(\omega_h t) = -V_m^2 R_{oc} \frac{R_2}{R_1} b_2 \omega_y y_m \sin(\omega_y t + \phi_1) \quad (4.20)$$

где $F(t)$ – передаточная функция фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза 200 кГц. Резонансная частота канала первичных колебаний около 12,5 кГц, поэтому в данной работе применяется дополнительный высокочастотный сигнал с частотой 1 МГц. На рисунке 4.9 представлена АЧХ фильтра нижних частот.

При использовании СД тоже встречается проблема со сдвигом фаз сигнала, вызванная ФНЧ. Поскольку первичные колебания МИМ возбуждаются на частоте, ближайшей к значению 12,5 кГц, то фаза выходного сигнала СД

сдвигается на величину $\varphi_1 \approx 10$ градусов, как показано на графике ФЧХ ФНЧ (рис.4.10). Для преодоления такого сдвига фаз в системе возбуждения первичных колебаний построен вспомогательный блок фазоварачателя (ФВ).

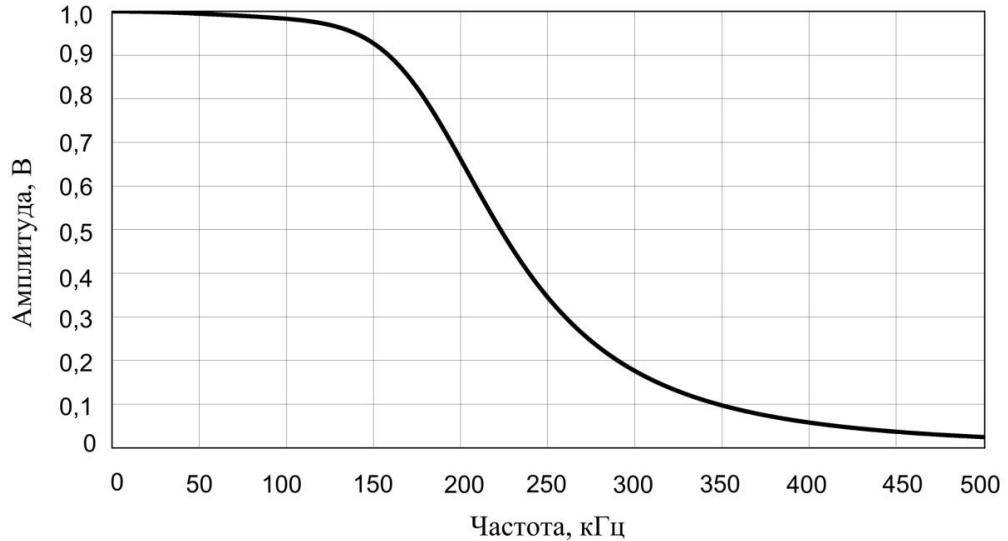


Рисунок 4.9 – АЧХ фильтра нижних частот в блоке СД

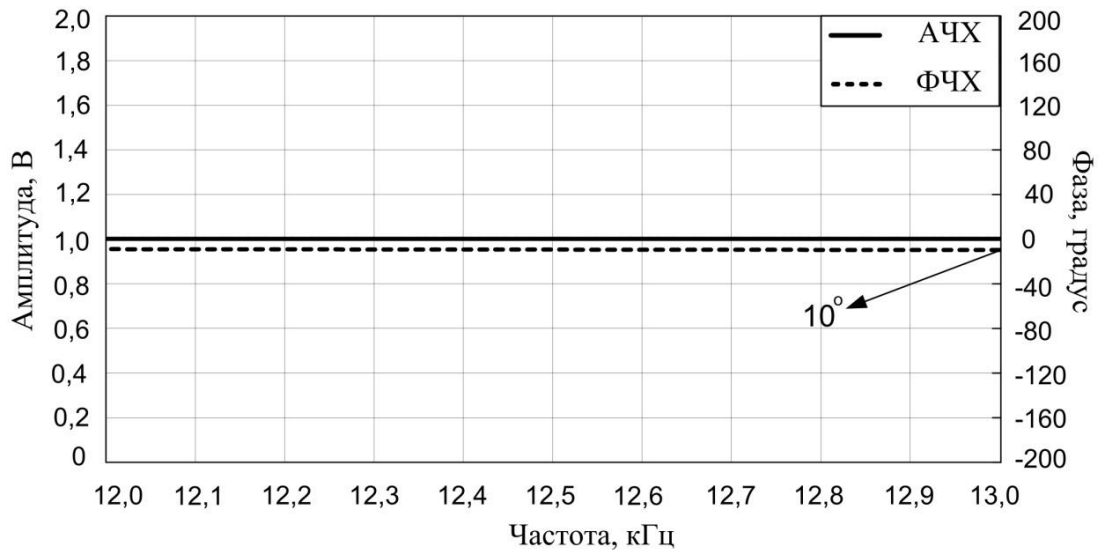


Рисунок 4.10 – АЧХ и ФЧХ ФНЧ в частотном диапазоне, ближайшем к собственной частоте канала первичных колебаний

4.3.1 Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ)

Сущность ФАПЧ в системе возбуждения первичных колебаний заключается в определении и отслеживании резонансной частоты канала первичных колебаний. В ФАПЧ прямоугольный возбуждающий сигнал

формируется генератором, управляемым напряжением $V_{упр}$ (ГУН) (рисунок 4.11). Частота возбуждающего сигнала регулируется выходным сигналом фазового детектора. Предполагаем, что на фазовый детектор действует выходной сигнал от блока СД, преобразуемый в прямоугольный сигнал детектором нуля. Фазовый детектор является измерителем рассогласования, который осуществляет сравнение фаз подаваемого входного сигнала (выходной сигнал канала первичных колебаний) и возбуждающего сигнала (выходной сигнал от ГУН).

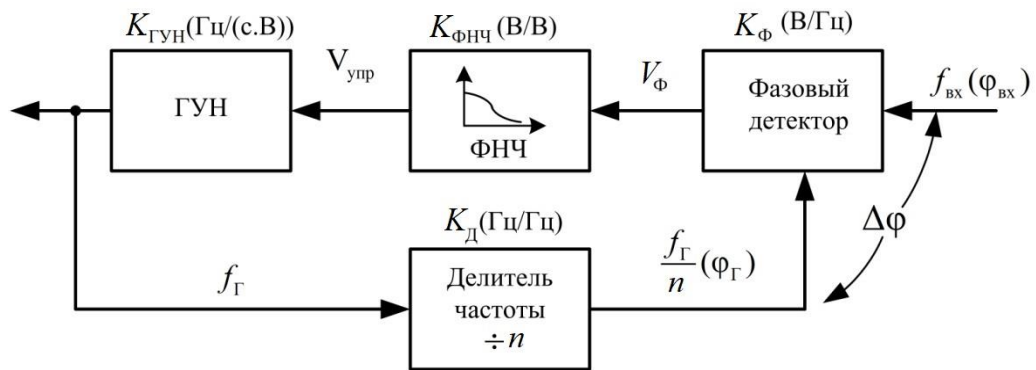


Рисунок 4.11 – Блок-схема ФАПЧ [67]

При наличии фазового рассогласования фазовая ошибка присутствует на выходе фазового детектора. Данная фазовая ошибка преобразуется в управляющее напряжение для ГУН с помощью RC -фильтра нижних частот. Управляющее напряжение разрешает увеличение или уменьшение частоты возбуждающего сигнала, чтобы свести фазовое рассогласование к нулю. В начальный момент частота возбуждающего сигнала непрерывно увеличивается до тех пор, пока не происходит фазовое согласование. Согласно частотным характеристикам на рисунках 4.3 и 4.4 фазовое согласование получается только в момент наступления резонанса. Таким образом, резонанс канала первичных колебаний непрерывно отслеживается путем отслеживания фазового согласования.

Электростатическая сила для возбуждения одной инерционной массы имеет следующий вид:

$$F_{эл} = F_m \sin(\omega_y t) . \quad (4.21)$$

Предполагаем, что собственная частота первичных колебаний смещается и принимает мгновенную величину ω_y^* , то сразу же возникает фазовая ошибка $\Delta\varphi$. На выходе фазового детектора фазовая ошибка преобразуется в электрическое напряжение, определяемое формулой:

$$V_\Phi = K_\Phi \Delta\varphi, \quad (4.22)$$

где K_Φ – коэффициент передачи фазового детектора. Управляющее напряжение ГУН получается при подаче сигнала фазовой ошибки на вход фильтра нижних частот:

$$V_{\text{упр}} = K_{\text{ФНЧ}} V_\Phi, \quad (4.23)$$

где $K_{\text{ФНЧ}}$ – коэффициент передачи фильтра нижних частот. Управляющее напряжение управляет частотой выходного сигнала ГУН в направлении приближения к мгновенной собственной частоте:

$$\omega_y^* = \omega_y + K_{\text{ГУН}} V_{\text{упр}}, \quad (4.24)$$

где $K_{\text{ГУН}}$ – коэффициент передачи ГУН.

ГУН и фазовый детектор входят в состав микросхемы *CD4046*. В схеме используется фазовый детектор с запуском по фронту (логическим переходам) [67, 68–73]. Частотный диапазон ГУН, соответствующий управляющим напряжениям от 0,9 В до 4,1 В, устанавливается подбором величин сопротивления резисторов R_5 , R_6 и емкости конденсатора C_1 согласно производственным схемным характеристикам [74]. Частотный диапазон для ГУН выбран в зависимости от величины собственной частоты первичных колебаний. Поскольку собственная частота первичных колебаний приближается к величине 12,5 кГц, то в схеме был выбран диапазон частоты от 12 кГц до 15 кГц. После того как диапазон частотной работы выбран, следующей ответственной работой является проведение расчета фильтра нижних частот. Фильтр нижних частот имеет большое значение в решении точности и быстродействия системы возбуждения. Ниже приведен расчет всех параметров для ФАПЧ и *RC*-фильтра нижних частот.

Диапазон частот выбран от 12 кГц до 15 кГц, в схеме используется делитель частоты с коэффициентом счетчика, равным 16. Поэтому ГУН построен так, чтобы он смог генерировать сигнал, частота которого находится в диапазоне от 192 кГц до 240 кГц. Для этого при использовании производственных схемных характеристик в документе [74] были выбраны резисторы с сопротивлениями $R_5 = 5,57$ кОм $R_6 = 10,73$ кОм и конденсатор с емкостью $C_1 = 300$ пФ. Предполагаем, что шаг перестройки частоты возбуждающего сигнала при наличии фазовой ошибки принимает значение $f_{\text{шаг}} = 160$ Гц. Тогда максимальный коэффициент счетчика ГУН определяется формулой:

$$N_{\text{max}} = \frac{240 \cdot 10^3}{f_{\text{шаг}}} = 1500. \quad (4.25)$$

Коэффициент передачи ГУН можно найти следующим образом:

$$K_{\text{ГУН}} = \frac{(240 - 192) \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot \pi}{[(V_{CC} - 0.9) - 0.9] \cdot N_{\text{max}}} \cdot \frac{1}{s} = K_V \frac{1}{s}, \quad (4.26)$$

где $V_{CC} = 5$ В – напряжение постоянного тока источника питания.

Коэффициент усиления фазового детектора определяется как:

$$K_{\Phi} = \frac{V_{CC}}{4 \cdot \pi} = 0,4 \text{ (В/рад)}. \quad (4.27)$$

Коэффициент передачи RC-ФНЧ рассчитывается по формуле:

$$K_{\text{ФНЧ}} = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_1 + \tau_2) s}, \quad (4.28)$$

где $\tau_1 = R_3 C_2$ и $\tau_2 = R_4 C_2$.

Характеристическое уравнение ФАПЧ имеет следующий вид [74]:

$$s^2 + \frac{1 + K_V K_{\Phi} K_{\text{Д}} \tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)} s + \frac{K_V K_{\Phi} K_{\text{Д}}}{(\tau_1 + \tau_2)} = 0. \quad (4.29)$$

Собственная частота системы ФАПЧ равна:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_V K_{\Phi} K_{\text{Д}}}{(\tau_1 + \tau_2)}}. \quad (4.30)$$

Коэффициент демпфирования ФАПЧ определяется как:

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n} \frac{1 + K_V K_\Phi K_D \tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)} . \quad (4.31)$$

На рисунке 4.12 представлены графики переходного процесса механической системы второго порядка при коэффициенте демпфирования ($0 < \xi < 1$) [74].

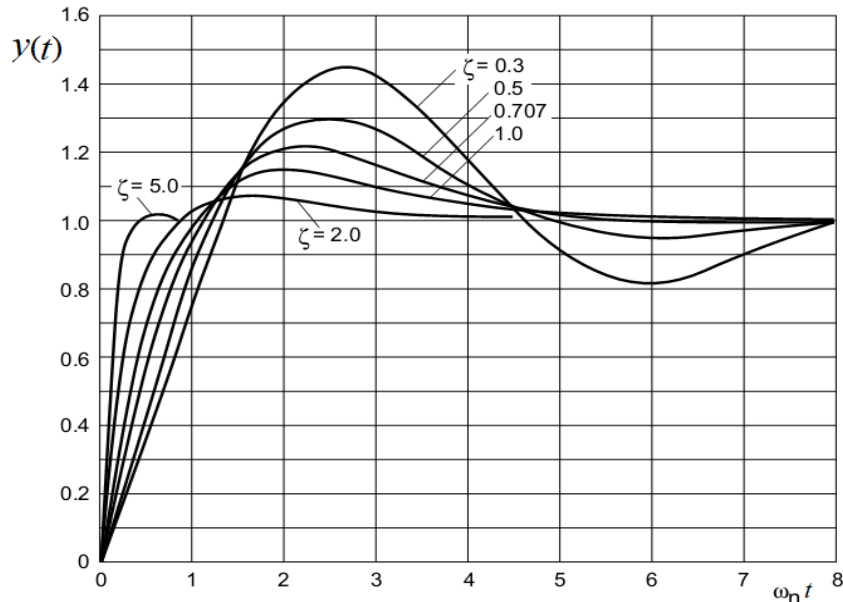


Рисунок 4.12 – Переходный процесс механической системы второго порядка

Значение перерегулирования и время переходного процесса используются для определения собственной частоты ФАПЧ. Из графиков видно, что при коэффициенте демпфирования $\xi = 0,45$ получается перерегулирование менее 20 %, переходный процесс устанавливается в пределах 5 % при условии $\omega_n \cdot t = 5$. Принимаем время переходного процесса $t = 250$ мс, тогда собственная частота системы ФАПЧ равна $\omega_n = 5/t = 33,3$ (рад/с). Уравнение (4.28) приводит к следующему значению $(\tau_1 + \tau_2) = \frac{K_V K_\Phi K_D}{\omega_n^2}$.

При максимальном коэффициенте счетчика получается:

$$(\tau_1 + \tau_2) = \frac{(240 - 192) \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0.4}{\omega_n^2 \cdot [(V_{CC} - 0,9) - 0,9] \cdot N_{\max}} = 0,0625 .$$

Выбираем величину емкости $C_2 = 1$ мкФ, из выражения (4.28) вычисляется величина сопротивления:

$$R_4 = 2 \frac{(\tau_1 + \tau_2) \xi \omega_n - 1}{K_V K_\Phi K_D C_2} = 50000 \text{ Ом.}$$

Величина сопротивления R_3 определяется как:

$$R_3 = \frac{\tau_1}{C_2} - R_4 = 525000 \text{ Ом.}$$

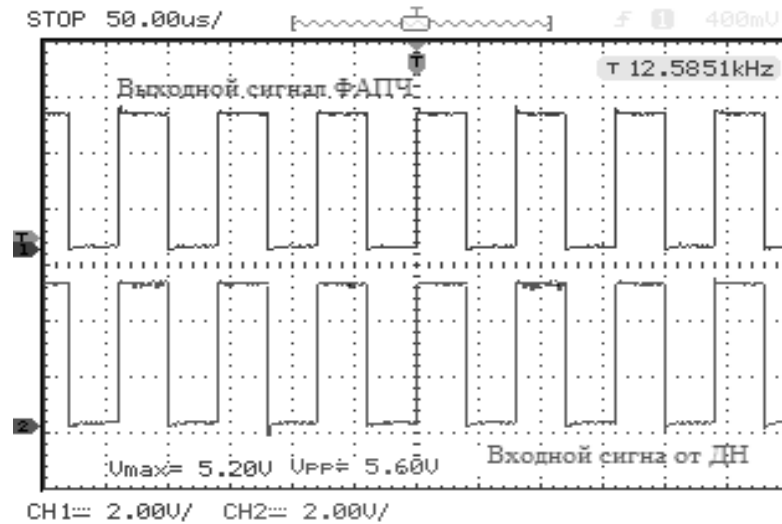


Рисунок 4.13 – Входной и выходной сигналы ФАПЧ при резонансе канала первичных колебаний

На рисунке 4.13 представлен результат захвата резонанса в канале первичных колебаний, при котором происходит фазовое согласование между возбуждающим сигналом и выходным сигналом канала первичных колебаний.

4.3.2 Пропорционально-интегральный контроллер

Управление скоростью первичных колебаний выполнено с помощью ПИ контроллера. Амплитуда выходного колебательного сигнала канала выделяется демодулятором, отслеживается и устанавливается на требуемый уровень при заданном опорном напряжении V_{ref} . Передаточная функция ПИ контроллера имеет вид:

$$C_1(s) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}, \quad (4.32)$$

где $k_{p1} = -R_7 / R_8$ – пропорциональный коэффициент; $k_{i1} = -(R_8 C_3)^{-1}$ – постоянная интегрирования.

Самой важной задачей при применении ПИ контроллера является определение его коэффициентов, то есть пропорциональный коэффициент и постоянная интегрирования. В этом разделе будет рассматриваться метод расчета коэффициентов ПИ контроллера.

Амплитудный контур с обратной связью представляет собой нелинейную систему, которая обрабатывает амплитудную информацию колебательного сигнала. Трудно анализировать поведение нелинейной системы, особенно когда система достигает 3-го порядка [61]. Однако в амплитудном контуре интересует только поведение амплитудной характеристики, а не его полные характеристики. Поэтому упрощенную амплитудную модель можно использовать вместо полной модели амплитудного контура. Первичные колебания, которые возбуждаются гармоническим сигналом $V_{ac} = V_0(t)\sin(\omega t)$, принимают следующий вид:

$$V_{CD}(t) \approx V_{CDm}(t)\cos(\omega t + \varphi), \quad (4.33)$$

Из выражения (4.12) можно определить передаточную функцию:

$$\frac{V_{CD}(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{V_m^2 R_{oc} R_2}{m_y R_1} \frac{b_2 b_1 V_{dc} s}{s^2 + \frac{\omega_y}{Q_y} s + \omega_y^2} \cdot F(s). \quad (4.34)$$

Подставив производные от $V_{CD}(t)$, $V_{ac}(t)$ в выражение (4.34) при отсутствии паразитных сигналов, получим следующее уравнение [75-79]:

$$2 \cdot \dot{V}_{CDm} + \frac{\omega_y}{Q_y} V_{CDm} = \frac{V_m^2 R_{oc} \cdot R_2}{m_y R_1} V_{dc} b_1 b_2 V_0 F(t).$$

Или

$$\frac{V_{CDm}(s)}{V_0(s)} = \frac{V_m^2 R_{oc} R_2}{m_y R_1} \frac{V_{dc} b_1 b_2}{s + \omega_y / (2Q_y)} F(s). \quad (4.35)$$

Тогда общая передаточная функция разомкнутого контура упрощенной модели амплитудного контура имеет следующий вид:

$$G(s) = \frac{V_m^2 R_{oc} R_2}{m_y R_1} \frac{V_{dc} b_1 b_2}{s + \omega_y / (2Q_y)} F(s) \frac{1,62}{2} F_1(s) k_1 \frac{k_{p1}}{s} \left(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}} \right), \quad (4.36)$$

где $F_1(s)$ – передаточная функция фильтра нижних частот (ФНЧ1) с частотой среза 100 Гц.

Система возбуждения первичных колебаний должна обладать низким временем установления. Из передаточной функции (4.36) видно, что время установления системы может уменьшаться путем отмены своего полюса ПИ контроллером [62].

$$s + \frac{1}{2} \frac{\omega_y}{Q_y} = s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}} \quad \text{или} \quad k_{i1} = \frac{k_{p1}}{2} \frac{\omega_y}{Q_y}. \quad (4.37)$$

Для выполнения условия устойчивости, система возбуждения первичных колебаний должна обладать достаточным фазовым запасом. Оптимальный запас по фазе для обычных систем предполагают от 30 градусов до 60 градусов [68].

Для системы возбуждения первичных колебаний также применяется одно и то же эмпирическое правило. По результатам исследования оказалось, что оптимальный запас по фазе составляет 50 градусов. После отмены полюса падение фазы системы без учета ФНЧ (минус 10 градусов) и ФНЧ1, равно минус 90 градусов. Таким образом, чтобы система имела запас по фазе 50 градусов, сдвиг фазы ФНЧ1 должен составлять минус 30 градусов. Это значит, что общее падение фазы будет равно минус 130 градусов и запас по фазе составляет 50 градусов. Частота, на которой сдвиг фазы ФНЧ1 равен минус 30 градусов, является определенным значением. В системе возбуждения оно используется как фиксированная частота, на которой коэффициент передачи системы равен единице. Как показано на рисунке 4.14, фаза ФНЧ1 падает на минус 30 градусов на частоте $f = 42$ Гц.

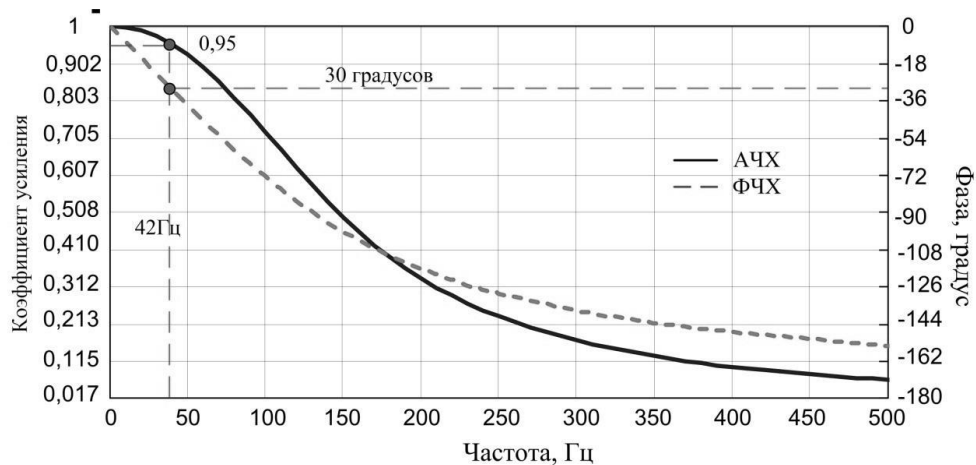


Рисунок 4.14 – АЧХ и ФЧХ фильтра нижних частот (ФНЧ1)

В результате частота единичного усиления должна составлять 42 Гц. Тогда получается равенство (4.38).

$$\frac{V_m^2}{m_y} V_{dc} b_1 b_2 \frac{R_{oc} R_2}{R_1} \frac{1,62}{2} \frac{k_{p1}}{2\pi \cdot 42} k_1 \cdot |F_1(s = j \cdot 2\pi \cdot 42)| = 1. \quad (4.38)$$

Таблица 4.3 – Параметры канала первичных колебаний

Параметры	Наименование	Значение
m_y	Инерционная масса, кг	$8,4227 \cdot 10^{-8}$
ω_y	Собственная частота режима движения, Гц	$2 \cdot \pi \cdot 12585$
Q_y	Добротность режима движения	330
$R_{oc} R_2 R_I^{-1}$	Коэффициент усиления ПЕН	10^6
V_{dc}	Напряжение постоянного тока, В	30
k_1	Коэффициент усиления	100

По равенству (4.38) можно определить пропорциональный коэффициент ПИ контроллера:

$$k_{p1} = \frac{168\pi m_y R_1}{1,62 V_m^2 V_{dc} b_1 b_2 R_{oc} R_2 k_1 |F_1(s = j \cdot 2\pi \cdot 42)|}. \quad (4.39)$$

Пропорциональный и интегральный параметры ПИ контроллера рассчитаны с использованием данных таблицы 4.3, при $k_{p1} = 5,2$ и $k_{i1} = 623$. Полагаем, что первичные колебания возбуждаются с амплитудой 2,5 мкм, опорное напряжение равно $V_{ref} = 1,25$ В.

4.4 Экспериментальные исследования системы возбуждения первичных колебаний

На рисунке 4.15 показана электронная система возбуждения первичных колебаний, построенная на основе результатов исследования вышеприведенных разделов. Система ФАПЧ отслеживает резонанс канала первичных колебаний и непрерывно поддерживает её. Для этого, частота возбуждающего сигнала изменяется с шагом перестройки частоты, равным 10 Гц, и устанавливается на собственной частоте первичных колебаний. В результате этого амплитуда первичных колебаний принимает максимальное значение 2,5 мкм.

На рисунке 4.16 представлен процесс запуска, отслеживания и поддержания резонанса канала первичных колебаний с помощью системы ФАПЧ при приложении напряжения постоянного тока $V_{dc} = 30 \text{ В}$.

Первичные колебания МИМ имеют гармонический вид и возбуждаются на собственной частоте 12,58 кГц. Во время запуска частота возбуждающего сигнала непрерывно увеличивается до значения собственной частоты первичных колебаний (12,58 кГц), так как амплитуда скорости первичных колебаний непрерывно увеличивается до своего максимального значения. После резонанса амплитуда скорости первичных колебаний остается на максимальном значении (1,25 В), время установления составляет 260 мс. Можно сказать, что время переходного процесса приближается к заданному значению (250 мс). Данный результат доказал правильность методики расчета параметров ФАПЧ.

На рисунке 4.17 приведены возбуждающий сигнал и сигнал скорости первичных колебаний. ФАПЧ отслеживает резонанс и генерирует прямоугольный возбуждающий сигнал на резонансной частоте 12,58 кГц, который с помощью формирователя синуса преобразуется в синусоидальный сигнал (фиолетовый цвет). Синий сигнал является сигналом скорости первичных колебаний, фазовый сдвиг которого относительно возбуждающего сигнала от ФАПЧ составляет около 10 градусов.

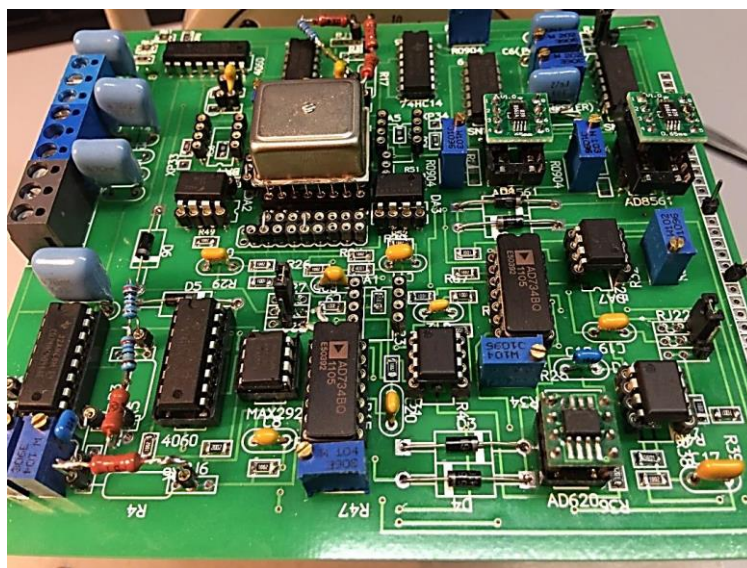


Рисунок 4.15 – МИМ со системой возбуждения первичных колебаний

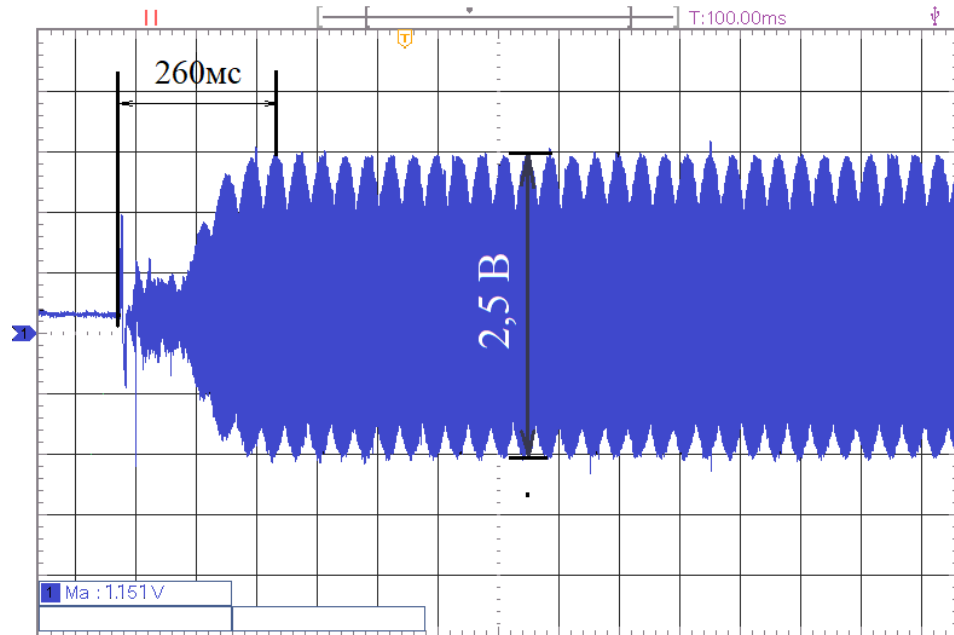


Рисунок 4.16 – Скорость первичных колебаний

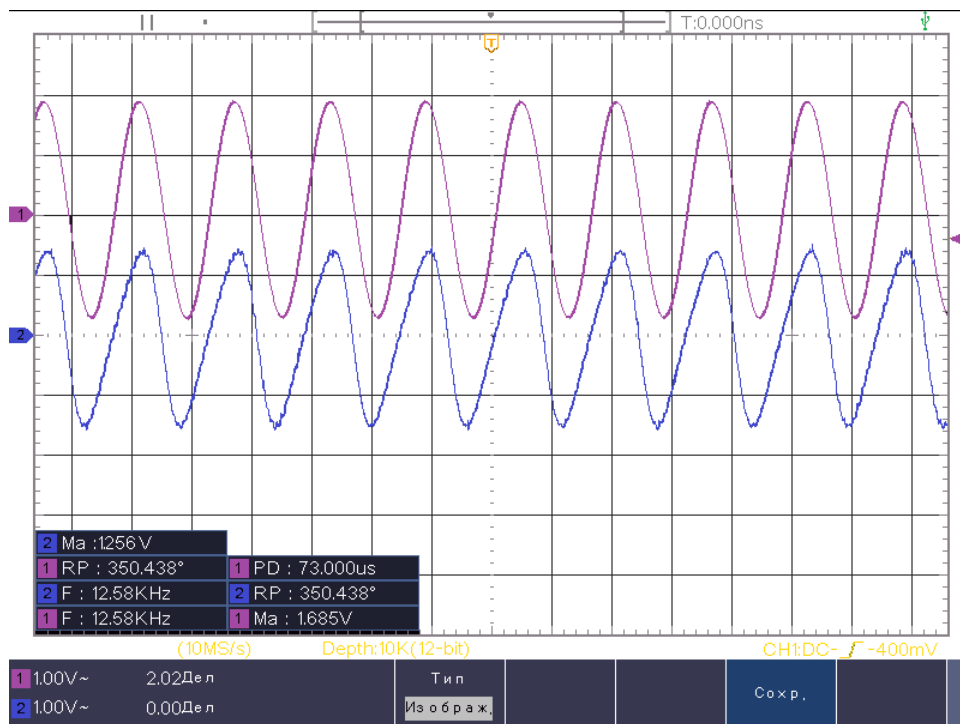


Рисунок 4.17 – Сигнал скорости первичных колебаний

На рисунке 4.18 представлены результаты тестирования системы возбуждения первичных колебаний в термокамере. Результаты испытаний показывают, что при изменении температуры в диапазоне от минус 20 °С до 80 °С скорость первичных колебаний стабилизирована. Малое отклонение только возникает, начиная с температуры 50 °С. Максимальное отклонение от установленного уровня (1,25 В) составляет 1,30 %.

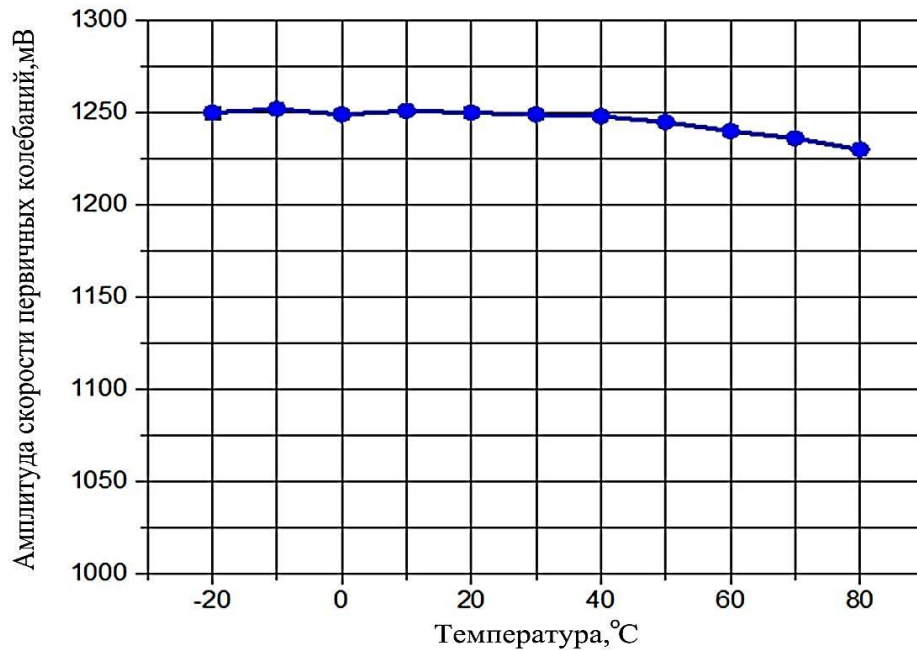


Рисунок 4.18 – Амплитуда скорости первичных колебаний при изменении температуры

Таким образом, можно утверждать, что разработанная система возбуждения первичных колебаний эффективно работает в температурном диапазоне от минус 20 °C до 80 °C. Амплитуда их скорости (произведение амплитуды первичных колебаний на частоту) стабилизирована на определенном уровне с относительной погрешностью 1,30 %. Время готовности системы составляет 260 мс.

Выводы к главе 4

1. Паразитные емкости являются основной причиной возникновения электрических колебаний (паразитного сигнала), оказывающих значительное влияние на частотные характеристики. При увеличении паразитных емкостей амплитуда электрических колебаний возрастает, что может привести к срыву первичных колебаний инерционных масс.

2. С увеличением добротности и напряжения постоянного тока амплитуда резонансных первичных колебаний увеличивается. Однако повышение подаваемого напряжения постоянного тока приводит к изменению электрической жесткости, которая вызывает уменьшение эквивалентной собственной частоты

первичных колебаний. Таким образом, для улучшения частотных характеристик канала первичных колебаний повышение добротности является эффективным способом.

3. Для устранения паразитного эффекта рассмотрен механизм возбуждения и управления первичных колебаний с использованием дополнительного высокочастотного сигнала, составлены электрическая и математическая модели канала первичных колебаний, исходя из которых определяется внешняя электроника. Электроника МИМ разделяется на электронику для привода и электронику для канала чувствительности. В главе приведена основная схема с методом расчета и подбора элементов, исследована эффективность возбуждения и управления скоростью первичных колебаний созданной электронной схемы.

4. Представлена универсальная система возбуждения первичных колебаний с двойным замкнутым контуром. Задача возбуждения первичных колебаний может быть разделена на две отдельные задачи: возбуждение первичных колебаний на своей собственной частоте и стабилизация их скорости. Отслеживание собственной частоты и создание возбуждающего сигнала на этой частоте выполнено ФАПЧ. Стабилизация скорости первичных колебаний реализуется с помощью амплитудного канала и ПИ-контроллера.

5. Создана методика расчета параметров ПИ-контроллера на основе критерия устойчивости системы. Разработан способ подбора элементов для микросхемы ФАПЧ.

ГЛАВА 5

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ МИМ

Структурная схема системы обработки измерительной информации, обеспечивающая компенсационный режим работы МИМ, представлена на рисунке 5.1. Перемещение инерционных масс вызывается двумя силами: сила Кориолиса и сила инерции. Сущность системы основана на компенсации этих сил.

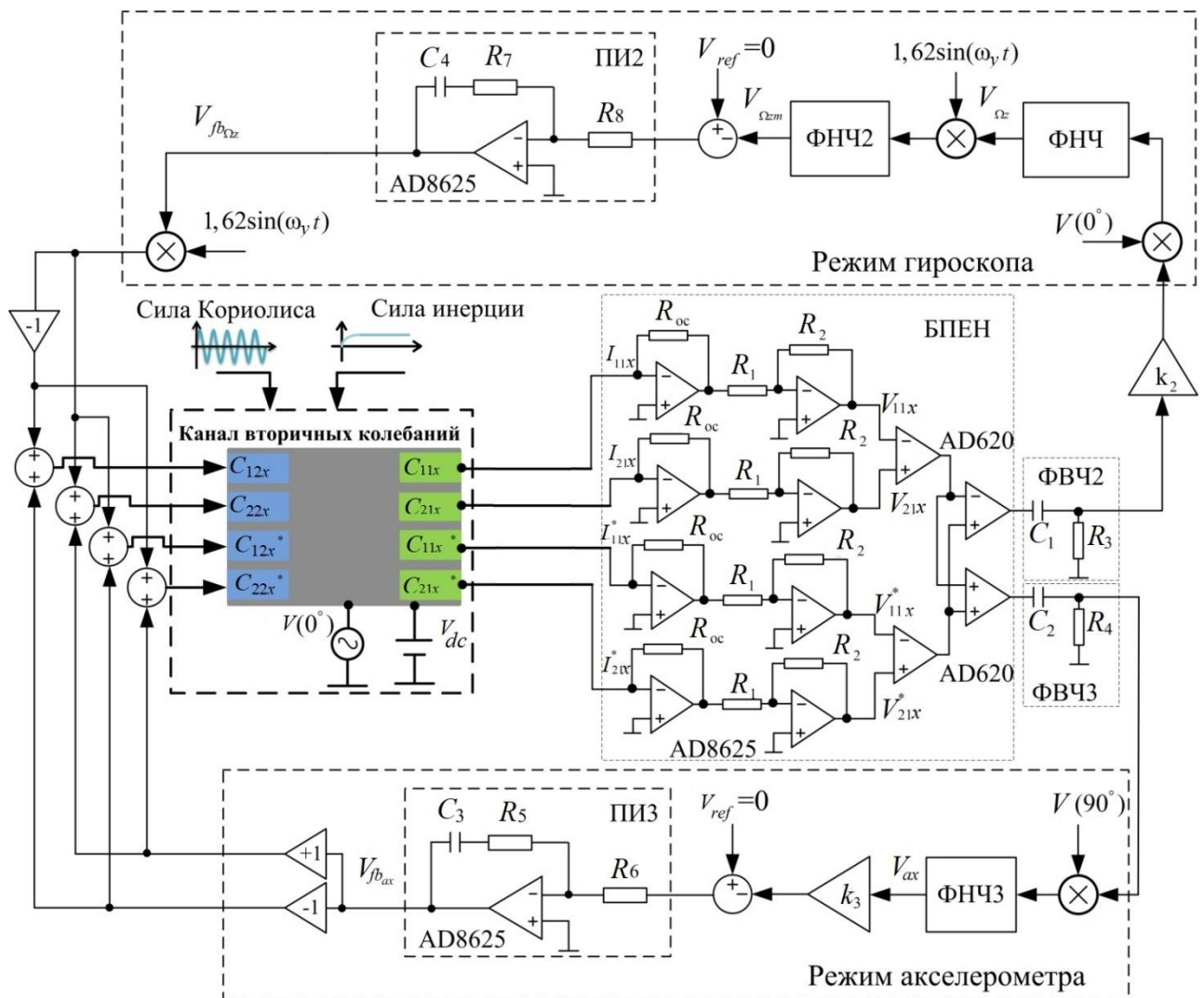


Рисунок 5.1 – Схема системы обработки измерительной информации

Принцип работы системы обработки измерительной информации (рисунок 5.1) имеет сходство с системой возбуждения первичных колебаний. Прежде всего, должна быть разделена информация об угловой скорости и поступательном

ускорении. Затем полученный сигнал используется для создания замкнутого контура с целью создания электрического демпфирования для компенсации движения инерционных масс. Электрическое демпфирование регулируется величиной управляющего сигнала, генерируемого ПИ-контроллерами (ПИ2 и ПИ3). Управляющий сигнал через обратную связь подан на электроды корректирующей структуры для создания электростатических сил, уравнивающих силу Кориолиса и силу инерции, чтобы стабилизировать положение инерционных масс в устойчивом положении.

Выходной сигнал канала вторичных колебаний представляет собой амплитудно-модулированный сигнал, в котором суммируются скоростной сигнал, сигнал, зависящий от ускорения, квадратурный сигнал и паразитный сигнал. Задача управления перемещением инерционных масс выполняется только тогда, когда каждый из этих сигналов выделяется отдельно. Наиболее популярным способом выделения отдельных сигналов, который применяется во многих опубликованных работах [80-87], является использование синхронного детектирования. И в этой работе для выделения всех информативных сигналов также применяются синхронные детекторы. Дополнительный высокочастотный сигнал используется для устранения влияния паразитного эффекта, как выше было показано.

Синхронное детектирование имеет максимальную эффективность при выполнении условия согласования собственных частот каналов первичных и вторичных колебаний. При этом разность фаз между вторичными колебаниями и паразитным или квадратурным сигналом равна 90° . Кроме этого, когда условие согласования собственных частот выполняется, чувствительность МИМ достигает своего максимума. Поэтому согласование собственных частот очень важно для улучшения механической чувствительности и точности измерения МИМ. Однако из-за ограничения технологии изготовления ЧЭ МИМ довольно сложно гарантировать удовлетворительную точность согласования собственных частот между двумя каналами. Альтернативный подход к достижению условия согласования собственных частот заключается в настройке несоответствия частот

при постобработке, либо вручную, либо автоматически [88]. В этой главе будет исследован новый метод настройки частот, позволяющий автоматически настроить согласование собственных частот между двумя каналами МИМ и рассмотрена конструкция системы обработки измерительной информации, обеспечивающая компенсационный режим работы МИМ.

5.1 Настройка собственной частоты вторичных колебаний

Существует несколько методов корректировки несоответствия собственных частот между двумя каналами МИМ [89-94]. Например, в работе [89] настройка выполняется автоматически с использованием адаптивного контроллера. Максимальное усиление, достигающееся при выполнении условия согласования собственных частот, используется в качестве отметки совпадения частот. Следовательно, проблема согласования собственных частот первичных и вторичных колебаний может быть преобразована в задачу максимизации амплитуды вторичных колебаний. Данный метод имеет ограничение, заключающееся в том, что необходимо предопределить максимальное значение амплитуды вторичных колебаний. Но из-за паразитного сигнала данное значение может неточно определяться.

Другой метод на основе фазового анализа представлен в работе [90]. Сущность метода заключается в отслеживании фазового сдвига вторичных колебаний относительно паразитного и квадратурного сигнала путем использования синхронных сигналов с фазовыми сдвигами $\pm 45^\circ$. Метка фазы используется для регулировки напряжения настройки через пропорционально-интегральный контроллер. Преимуществом этого метода является простота. Однако для его реализации нужно создать два синхронных сигнала с фазовыми сдвигами $\pm 45^\circ$. Это требование усложняет схему электроники.

Для того чтобы решить проблему согласования собственных частот между каналами первичных и вторичных колебаний, в настоящей работе представлен новый метод, который автоматически настраивает и поддерживает согласование собственных частот в реальном времени. Принцип работы метода основан на

отслеживании фазы квадратурного сигнала и регулировке эквивалентной собственной частоты вторичных колебаний электростатическим пружинным эффектом (рисунок 5.2). При согласовании собственных частот между двумя каналами фаза квадратурного сигнала независимо от силы Кориолиса сдвинута на 90° относительно вторичных колебаний, вызванных угловой скоростью.

В канале вторичных колебаний набор электродов с изменяющимися зазорами конструируется в качестве чувствительных и корректирующих структур. Когда на чувствительные электроды подается напряжение постоянного тока, жесткость электростатической пружины изменяется, в результате чего эквивалентная жесткость изменяется. При увеличении напряжения постоянного тока уменьшается эквивалентная жесткость, тем самым уменьшается резонансная частота вторичных колебаний. Эквивалентная собственная частота вторичных колебаний изменяется путем регулировки напряжения постоянного тока, V_p , как описано в уравнении (5.1):

$$\omega_x = \sqrt{\omega_{x0}^2 - c(V_{dc} + V_p)^2}, \omega_{x0} = \sqrt{\frac{k_x}{m_x}}, c = \frac{2c_3}{m_x}, \quad (5.1)$$

где k_x – коэффициент жесткости механической пружины, m_x – масса инерционной массы.

Выходной ток, генерируемый квадратурными колебаниями, формируется таким образом:

$$I_{\text{кв}}(t) = 2V_m \omega_h \cos(\omega_h t) (a_3 + b_3 x_{\text{квм}} \cos(\omega_y t + \psi_1)) + 2V_m \sin(\omega_h t) b_3 x_{\text{квм}} \omega_y \sin(\omega_y t + \psi_1), \quad (5.2)$$

где $x_{\text{квм}}$ – амплитуда квадратурных колебаний.

Ток преобразуется в напряжение с помощью преобразователя тока в напряжения, которое через синхронный детектор имеет следующий вид:

$$V_{\text{кв}}(t) = 4K_{I/V} V_m^2 b_3 \omega_y x_{\text{квм}} \sin(\omega_y t + \psi_1 + \phi_1), \quad (5.3)$$

где $K_{I/V} = \frac{R_{\text{ос}} R_2}{R_1}$ – коэффициент усиления преобразователя тока в напряжение канала вторичных колебаний.

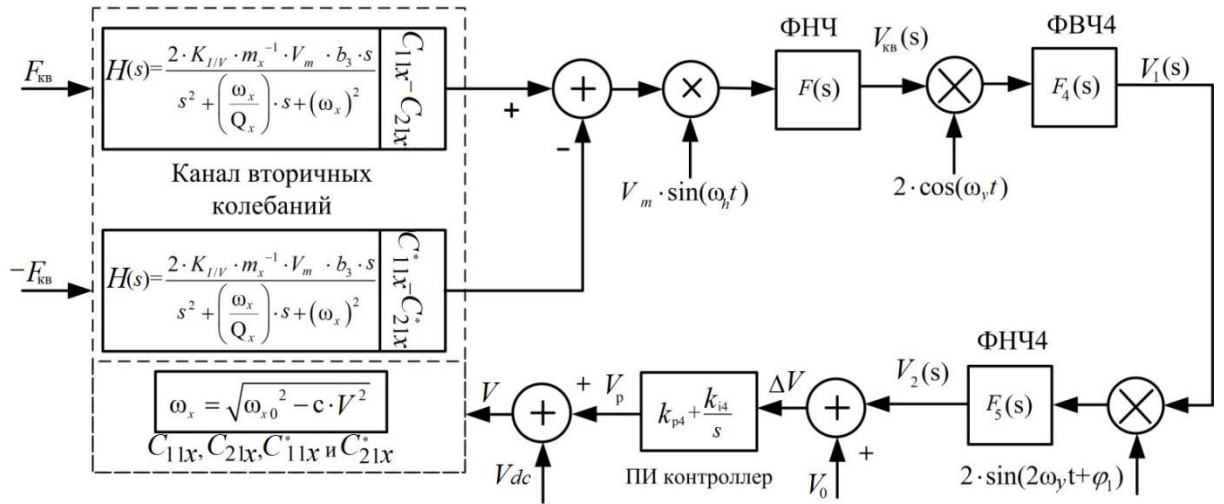


Рисунок 5.2 – Система настройки собственной частоты вторичных колебаний

Полученный сигнал подается в первичный демодулятор и фильтр верхних частот ФВЧ4:

$$\begin{aligned} V_1(t) &= 2 \cdot 4 \cdot F_4(t) K_{I/V} V_m^2 b_3 \omega_y x_{\text{квм}} \sin(\omega_y t + \psi_1 + \varphi_1) \cos(\omega_y t) \\ &= 4 \cdot K_{I/V} V_m^2 b_3 \omega_y x_{\text{квм}} \sin(2\omega_y t + \psi_1 + \varphi_1) \end{aligned} \quad (5.4)$$

На выходе вторичного демодулятора и фильтра нижних частот ФНЧ4 сигнал имеет вид:

$$\begin{aligned} V_2(t) &= 2 \cdot 4 \cdot F_5(t) K_{I/V} V_m^2 b_3 \omega_y x_{\text{квм}} \sin(2\omega_y t + \psi_1 + \varphi_1) \sin(2\omega_y t + \varphi_1) \\ &= 4 \cdot K_{I/V} V_m^2 b_3 \omega_y x_{\text{квм}} \cos(\psi_1) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Фазовый сдвиг квадратурных колебаний определяется по формуле:

$$\psi_1 = -\arctg \frac{\omega_y \sqrt{\omega_{x0}^2 - c(V_{dc} + V_p)^2}}{Q_x (\omega_{x0}^2 - c(V_{dc} + V_p)^2 - \omega_y^2)} \quad (5.6)$$

При условии согласования собственных частот первичных и вторичных колебаний $\omega_y = \omega_x$ получается:

$$x_{\text{квм}} = \frac{\alpha \tan(\theta) y_m Q_x}{m_x \omega_y^2} \text{ и } \psi_1 = -90^\circ \quad (5.7)$$

В соответствии с условиями согласования собственных частот между двумя каналами выходной сигнал на выходе ФНЧ4 выражается так:

$$V_2(t) = 4 \cdot K_{I/V} V_m^2 b_3 y_m Q_x \frac{\alpha \tan \theta}{m_x \cdot \omega_y} \cos(\psi_1) = 0 \quad (5.8)$$

Из уравнения (5.6) следует отметить, что фазовый сдвиг является нелинейной функцией приложенного напряжения V_p . Он применяется как важный функциональный элемент для разработки управляющей электроники, автоматически регулирующей собственную частоту вторичных колебаний. Из уравнения (5.7) видно, что при условии согласования собственных частот выходной сигнал на выходе ФНЧ4 равен нулю. Тогда для настройки согласования частот опорное напряжение устанавливается 0 В.

Коэффициенты ПИ контроллера рассчитываются при выполнении условия отмены полюса динамической модели канала вторичных колебаний:

$$\frac{k_{i4}}{k_{d4}} = \frac{\omega_{x0}}{2 \cdot Q_x}. \quad (5.9)$$

Моделирование проводится с использованием параметров, приведенных в таблицах 4.3.2 и 5.4.1. Предполагаемая начальная собственная частота вторичных колебаний равна 12,61 кГц. Следовательно, рассогласование собственных частот между первичными и вторичными колебаниями равно 25 Гц. На рисунках 5.3- 5.5 показан процесс настройки согласования собственных частот между двумя каналами. В течение 60 мс эквивалентная собственная частота вторичных колебаний по оси чувствительности X стремится к собственной частоте канала первичных колебаний. При этом разность фаз между квадратурным и возбуждающим сигналом или сигналом вторичных колебаний составляет 90° .

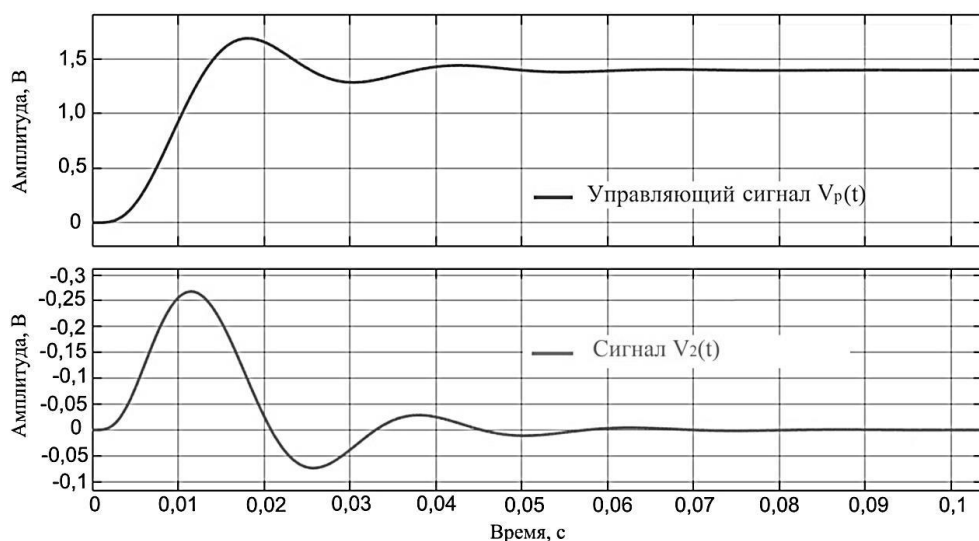


Рисунок 5.3 – Переходный процесс настройки согласования собственных частот

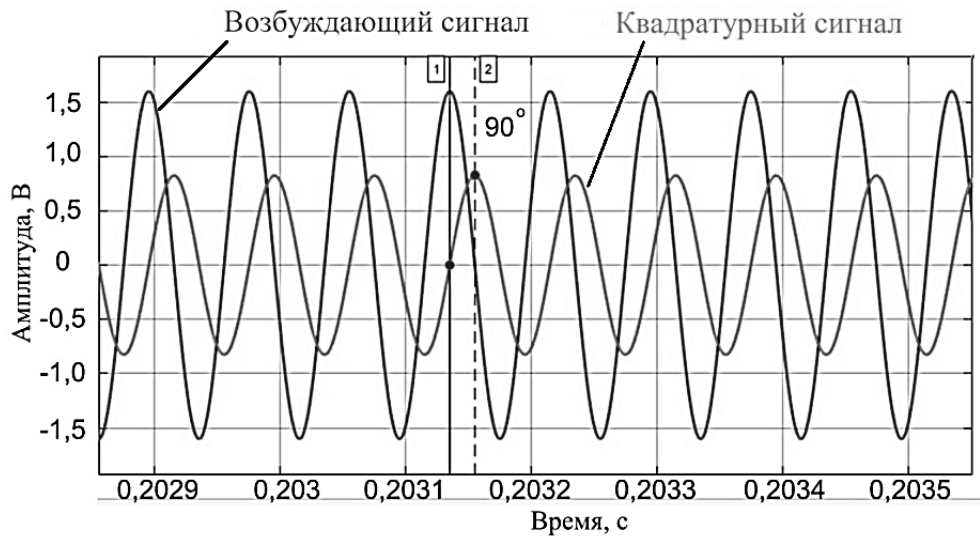


Рисунок 5.4 – Согласование собственных частот между двумя каналами

Предлагаемый метод настройки частот представляет простую и надежную схему автоматической настройки частот для повышения чувствительности. Разность фаз между квадратурным и возбуждающим сигналами используется для генерации управляющего сигнала для регулировки фазовой ошибки. Этот метод адаптируется к изменениям в окружающей среде, таким образом, что если собственная частота вторичных колебаний отклоняется от собственной частоты первичных колебаний, то ПИ контроллер будет постоянно компенсировать это изменение частоты.

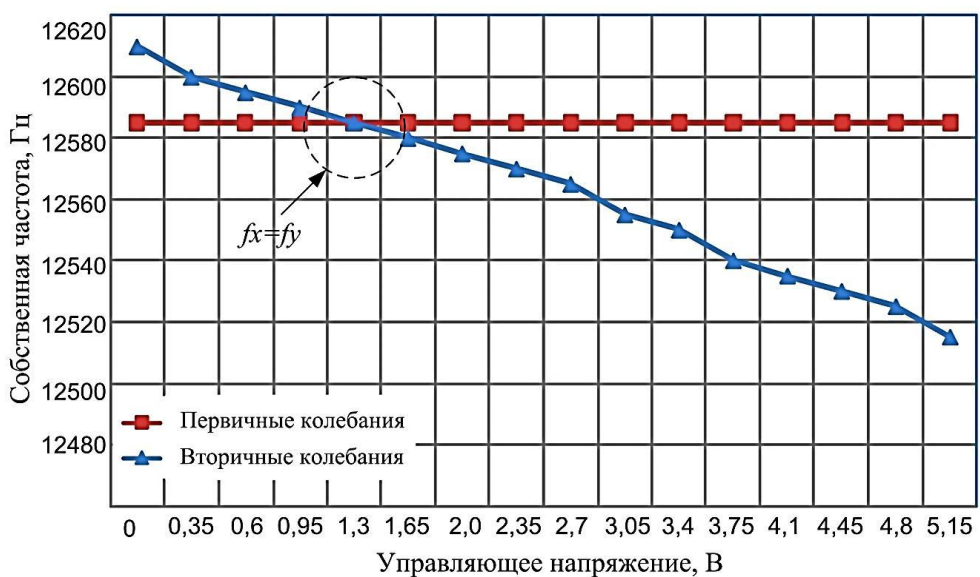


Рисунок 5.5 – Зависимость собственной частоты вторичных колебаний от управляющего напряжения

5.2 Система выделения полезного сигнала

5.2.1 Алгоритмы определения ускорения и скорости в компенсационном режиме

Для получения высокой чувствительности в большинстве микромеханических систем, таких как МЭМС гироскопы и МЭМС акселерометры, добротность часто значительно увеличивается путем увеличения уровня вакуума внутри корпуса [57, 95-98]. Однако увеличение чувствительности приводит к уменьшению диапазона измерения и полосы пропускания, в результате которого ограничена их работоспособность. Датчики с низкой диапазоном измерения и полосой пропускания обычно ограничено используются для большинства практических применений. Кроме этого, из-за влияния окружающей среды механические параметры ЧЭ могут изменяться, что приводит к изменению масштабного коэффициента датчиков. Следовательно, стабильность датчиков нарушается. В данном случае система обработки измерительной информации с замкнутым контуром, обеспечивающая компенсационный режим работы МИМ, показывает свое преимущество. При применении данной системы полоса пропускания МИМ будет расширяться, а восприимчивость к изменениям окружающей среды будет уменьшаться, но не будет снижаться чувствительность. Для понимания причины этого обратим внимание на МИМ с прямым преобразованием и компенсационным преобразованием.

На рисунках 5.6 и 5.7 показаны принципиальная схема прямого преобразования и перемещение инерционных масс ЧЭ МИМ при наличии входного сигнала. В прямом преобразовании при наличии угловой скорости или поступательного ускорения создается сила Кориолиса или сила инерции, перемещающая инерционные массы. Амплитуда колебаний инерционных масс прямо пропорциональна величине угловой скорости или поступательного ускорения. Но в миниатюрной конструкции ЧЭ МИМ зазор между электродами сенсорной структуры составляет несколько микрометров. Поэтому диапазон допустимой величины измеренной скорости или ускорения ограничен обычно невысоким значением. Кроме этого в связи со старением структуры, непрерывное

перемещение инерционных масс имеет значительное влияние на долгосрочную работоспособность МИМ.

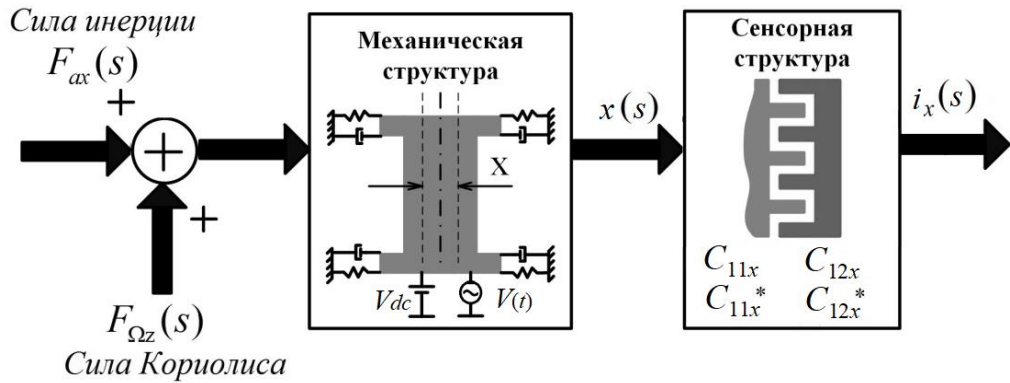


Рисунок 5.6 – Схема прямого преобразования в канале вторичных колебаний

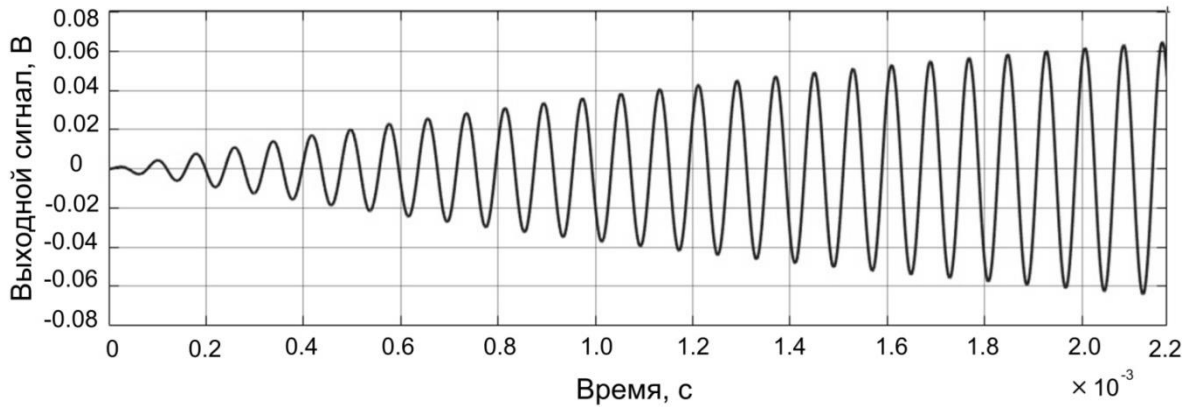


Рисунок 5.7 – Перемещение инерционной массы при наличии входного измеренного сигнала

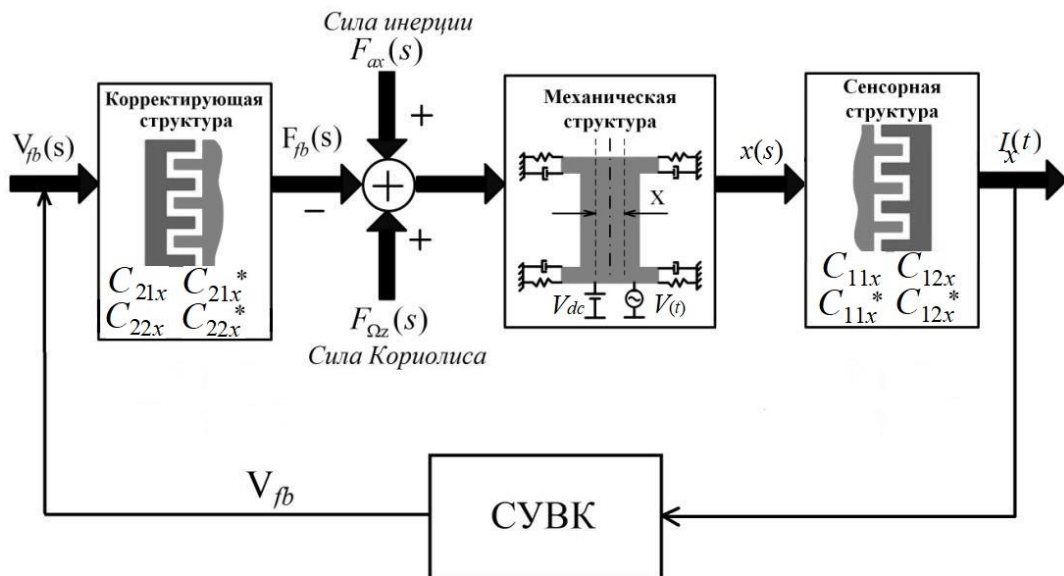


Рисунок 5.8 – Упрощенная схема компенсационного преобразования

Сущность системы обработки измерительной информации заключается в генерации компенсационных сил для ограничения перемещения инерционных масс путем подачи обратного сигнала, в котором содержится информация о скорости и ускорении, к электродам коррекции (рисунок 5.8). Это называется компенсационным преобразованием. Здесь следует отметить, что, если корректирующая структура генерирует силы, величины которых равны величинам сил Кориолиса и инерции, то обратный сигнал, приложенный к электродам в обратной связи, имеет данные об угловой скорости и поступательном ускорении. Таким образом, угловая скорость и поступательное ускорение можно определить через сигнал, приложенный к электродам корректирующей структуры. Благодаря обратному сигналу, создается электростатическая сила, которая компенсирует перемещения инерционных масс. Результат процесса компенсации показан на рисунке 5.9.

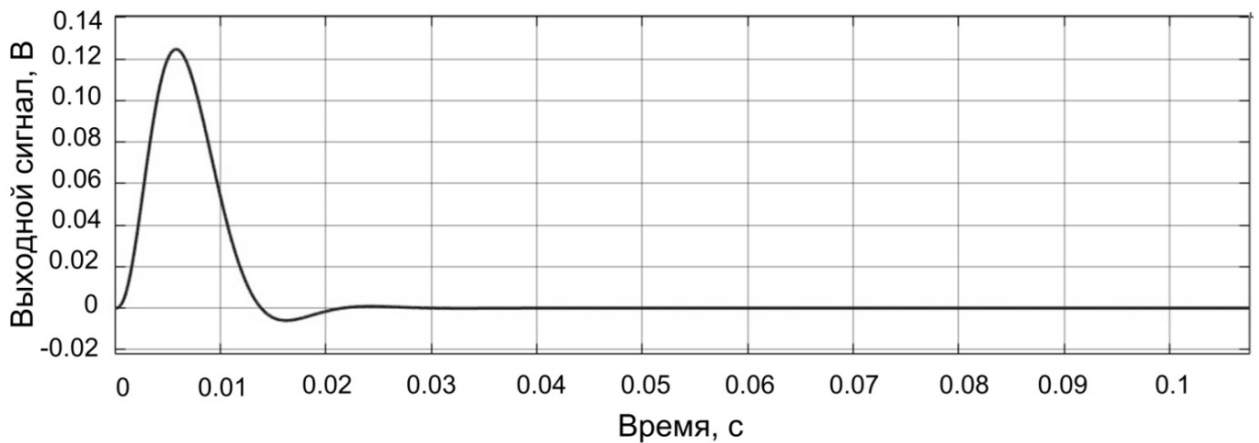


Рисунок 5.9 – Компенсация перемещения инерционной массы при наличии входного измеряемого сигнала

Силовое уравнение баланса между компенсирующей силой и силой Кориолиса имеет вид (5.9):

$$V_{dc} V_{fb_{\Omega z}} \sin(\omega_y t) \left(\frac{\partial C_{12x}}{\partial x} + \frac{\partial C_{22x}}{\partial x} \right) = -2 \cdot m_x \Omega_z \omega_y y_m \sin(\omega_y t). \quad (5.10)$$

Силовое уравнение баланса между силой инерции и компенсирующей силой имеет вид:

$$V_{dc} V_{fb_{ax}} \left(\frac{\partial C_{12x}}{\partial x} + \frac{\partial C_{22x}}{\partial x} \right) = m_x a_x. \quad (5.11)$$

В уравнениях (5.10) и (5.11) $V_{fb_{\Omega z}}$, $V_{fb_{ax}}$ – выходные сигналы ПИ контроллеров, соответственно приложенные к электродам для получения компенсирующих сил. Видно, что выходные сигналы ПИ контроллеров являются линейными функциями от угловой скорости или поступательного ускорения. Из данных сигналов можно получить информацию об угловой скорости и поступательном ускорении:

$$\Omega_z = \frac{V_{dc} \left(\frac{\partial C_{12x}}{\partial x} + \frac{\partial C_{22x}}{\partial x} \right)}{-2m_x \omega_y y_m} V_{fb_{\Omega z}}. \quad (5.12)$$

$$a_x = \frac{V_{dc} \left(\frac{\partial C_{12x}}{\partial x} + \frac{\partial C_{22x}}{\partial x} \right)}{m_x} V_{fb_{ax}}. \quad (5.13)$$

При наличии угловой скорости и поступательного ускорения на выходе канала вторичных колебаний генерируется выходной ток. Данный ток возникает из-за перемещения инерционных масс под действием силы Кориолиса и так же силы инерции. С целью компенсации вибрации и перемещения инерционных масс, на корректирующие электроды подается компенсационный сигнал. В этом разделе будет рассматриваться работа канала вторичных колебаний только по оси X и метод построения для него ПИ контроллеров. Структурная схема канала вторичных колебаний МИМ показана на рисунке 5.1. Математическая модель вторичных колебаний была представлена в главе 2. Для расчета коэффициентов ПИ контроллеров будем анализировать её в частотной области. Поскольку операция сложения и вычитания представляют собой линейные операции, поэтому реакцию инерционных масс под действием сил Кориолиса и инерции можно представить как:

$$\frac{x_{\Omega z}(s)}{F_{\Omega z}(s)} = \frac{1}{m_x} \frac{1}{s^2 + (\omega_x/Q_x)s + (\omega_x)^2}. \quad (5.14)$$

$$\frac{x_{ax}(s)}{F_{ax}(s)} = \frac{x_{ax}(s)}{m_x a_x(s)} = \frac{1}{m_x} \frac{1}{s^2 + (\omega_x/Q_x)s + (\omega_x)^2}, \quad (5.15)$$

где $x_{\Omega}(s)$ и $x_a(s)$ – перемещения инерционных масс под действием силы Кориолиса и силы инерции.

5.2.2 Метод расчета коэффициентов ПИ контроллера для режима гироскопа

ПИ2 контроллер является важным звеном в замкнутом контуре системы обработки измерительной информации для компенсации перемещения инерционных масс при наличии угловой скорости. Отношение выходного сигнала на выходе канала вторичных колебаний в результате реакции инерционных масс при наличии угловой скорости к силе Кориолиса определяет передаточную функцию:

$$H(s) = \frac{V_{\Omega z}(s)}{F_{\Omega z}(s)} = \frac{R_{oc} R_2}{2m_x R_1} \frac{V_m^2 \left(\frac{\partial C_{21x}^*}{\partial x} - \frac{\partial C_{11x}^*}{\partial x} - \frac{\partial C_{21x}}{\partial x} + \frac{\partial C_{11x}}{\partial x} \right) s}{s^2 + \left(\frac{\omega_x}{Q_x} \right) s + (\omega_x)^2} F(s). \quad (5.16)$$

Емкости сенсорной структуры выражаются следующими аппроксиммирующими формулами:

$$\begin{aligned} C_{11x} &= a_3 - b_3 x_1, C_{11x}^* = a_3 - b_3 x_2 \\ C_{21x} &= a_3 + b_3 x_1, C_{21x}^* = a_3 + b_3 x_2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

Емкости корректирующей структуры имеют вид:

$$\begin{aligned} C_{12x} &= a_5 - b_5 x_1, C_{12x}^* = a_5 - b_5 x_2 \\ C_{22x} &= a_5 + b_5 x_1, C_{22x}^* = a_5 + b_5 x_2 \end{aligned} \quad (5.18)$$

Сила Кориолиса с помощью преобразования Лапласа преобразуется к виду [99]:

$$\begin{aligned} F_{\Omega z}(t) &= F_{\Omega zm}(t) \sin(\omega_y \cdot t) = F_{\Omega zm}(t) \frac{e^{j\omega_y t} - e^{-j\omega_y t}}{2j} \\ F_{\Omega z}(s) &= \frac{F_{\Omega zm}(s + j\omega_y) - F_{\Omega zm}(s - j\omega_y)}{2j} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Из уравнения (5.15) получается выходной сигнал:

$$V_{\Omega_z}(s) = F_{\Omega_z}(s)H(s) = \frac{F_{\Omega_{zm}}(s + j\omega_y) - F_{\Omega_{zm}}(s - j\omega_y)}{2j} H(s). \quad (5.120)$$

Сигнал на выходе второго синхронного детектора имеет вид:

$$Z(s) = 1,62 \frac{V_{\Omega_z}(s + j\omega_y) - V_{\Omega_z}(s - j\omega_y)}{2j}. \quad (5.21)$$

$$Z(s) = 1,62 \left(\frac{\frac{F_{\Omega_{zm}}(s + 2j\omega_y) - F_{\Omega_{zm}}(s)}{4j^2} H(s + j\omega_y) - \frac{F_{\Omega_{zm}}(s) - F_{\Omega_{zm}}(s - 2j\omega_y)}{4 \cdot j^2} H(s - j\omega_y)}{4 \cdot j^2} \right). \quad (5.22)$$

Выражение (5.22) показывает, что в выходном сигнале синхронного детектора содержатся низкочастотные и высокочастотные компоненты. Частота высокочастотных компонентов в два раза больше собственной частоты первичных колебаний. Поэтому они фильтруются с помощью фильтра нижних частот. Таким образом, выходной скоростной сигнал упрощается и описывается уравнением (5.23).

$$V_{\Omega_{zm}}(s) \approx -0,405 F_{\Omega_{zm}}(s) [H(s + j\omega_y) + H(s - j\omega_y)] F(s) F_2(s), \quad (5.23)$$

где $F(s)$ и $F_2(s)$ – передаточные функции ФНЧ и ФНЧ2.

Передаточную функцию (5.15) можно переписать таким образом:

$$H(s) = \frac{R_{oc} R_2}{m_x R_1} \frac{2V_{\Gamma m}^2 b_3 s}{s^2 + \left(\frac{\omega_x}{Q_x}\right) s + (\omega_x)^2} F(s). \quad (5.24)$$

Выражение (5.24) принимает вид:

$$H(s) = \frac{R_{oc} R_2}{m_x R_1} \frac{2V_m^2 b_3 F(s)}{2j\omega_x \sqrt{1 - 1/(2Q_x)^2}} \left(\frac{\frac{-\omega_x / (2Q_x) + j\omega_x \sqrt{1 - 1/(2Q_x)^2}}{s + \omega_x / (2Q_x) - j\omega_x \sqrt{1 - 1/(2Q_x)^2}} - \frac{-\omega_x / (2Q_x) - j\omega_x \sqrt{1 - 1/(2Q_x)^2}}{s + \omega_x / (2Q_x) + j\omega_x \sqrt{1 - 1/(2Q_x)^2}}}{4} \right). \quad (5.25)$$

Подставив (5.25) в (5.23), получим:

$$V_{\Omega_{zm}}(s) = \frac{R_{oc}R_2}{m_x R_1} \frac{-1,62 \cdot F_{\Omega_{zm}}(s) V_m^2 b_3 F(s) F_2(s)}{2j\omega_x \sqrt{1 - 1/(2Q_x)^2}} \cdot \left(\frac{-2j\omega_x \left(\frac{-1}{2 \cdot Q_x} \left(\omega_y + \omega_x \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_x)^2}} \right) + \left(s + \frac{\omega_x}{2Q_x} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_x)^2}} \right)}{s^2 + \frac{\omega_x}{Q_x} s + \left(\frac{\omega_x}{2Q_x} \right)^2 + \left(\omega_x \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_x)^2}} + \omega_y \right)^2} + \frac{-2j\omega_x \left(\frac{1}{2 \cdot Q_x} \left(-\omega_y + \omega_x \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_x)^2}} \right) - \left(s + \frac{\omega_x}{2Q_x} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_x)^2}} \right)}{s^2 + \frac{\omega_x}{Q_x} s + \left(\frac{\omega_x}{2Q_x} \right)^2 + \left(\omega_x \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_x)^2}} - \omega_y \right)^2} \right) \quad (5.26)$$

Из уравнения (5.26) определяются передаточные функции двух колебательных систем, одна из которых имеет резонансную частоту около величины $(\omega_x + \omega_y)$, а другая имеет резонансную частоту около величины $(\omega_x = \omega_y)$. Первое слагаемое, резонансная частота которого намного больше частоты среза фильтра нижних частот (ФНЧ2), не пропускается фильтром нижних частот.

Предполагаем, что в канале вторичных колебаний добротность обеспечивается значительно выше 1. Таким образом, уравнение (5.26) упрощается следующим образом.

$$V_{\Omega_{zm}}(s) = \frac{R_{oc}R_2}{m_x R_1} 1,62 F_{\Omega_{zm}}(s) V_m^2 b_3 F(s) F_2(s) \frac{1}{s + \omega_x/(2Q_x)}. \quad (5.27)$$

$$H_1(s) = \frac{V_{\Omega_{zm}}(s)}{F_{\Omega_{zm}}(s)} = \frac{R_{oc}R_2}{m_x R_1} 1,62 F(s) F_2(s) V_m^2 b_3 \frac{1}{s + \omega_x/(2Q_x)}. \quad (5.28)$$

Для расчета коэффициентов ПИ2 контроллера в канале вторичных колебаний используется такой же метод, который применялся для расчета коэффициентов ПИ2 контроллера в канале первичных колебаний. Полнос динамической модели (5.28) будет отменён, если следующее условие выполняется:

$$\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \frac{\omega_x}{2Q_x}. \quad (5.29)$$

Для компенсации перемещения инерционных масс генерируется электростатическая сила для уравнивания силы Кориолиса.

$$F_{fb\Omega_z} \approx V_{dc} V_{fb\Omega_z} k_2 1,62 \sin(\omega_y t) \left(\frac{\partial C_{22x}}{\partial x} - \frac{\partial C_{12x}}{\partial x} \right) \approx 2b_5 V_{dc} V_{fb\Omega_z} k_2 1,62 \sin(\omega_y t). \quad (5.30)$$

Оптимальный запас по фазе системы обработки измерительной информации составляет 50 градусов. Для получения данного запаса по фазе общий коэффициент усиления контура должен быть равен единице на частоте, где общая фаза системы с разомкнутым контуром падает до минус 130 градусов.

Видно, что после отмены полюса динамической модели канала вторичных колебаний фаза системы составляет минус 100 градусов. Таким образом, фазовое падение, равное минус 30 градусов, поступает от ФНЧ2. ФНЧ2, примененный для построения системы обработки измерительной информации, является ФНЧ1, который рассмотрен в разделе 4.6.2. Тогда оптимальный запас по фазе 50 градусов обеспечивается, если уравнение (5.31) выполняется.

$$\begin{cases} \left| R_{oc} R_2 / (m_x R_1) 1,62 F_2(s) V_m^2 b_3 (k_{p2}/s) k_2 2 \cdot 1,62 V_{dc} b_5 \right| = 1 \\ f = 42 \text{Гц} \end{cases}. \quad (5.31)$$

Так как, пропорциональный коэффициент ПИ контроллера определяется как:

$$k_{p2} = \frac{m_x R_1 \pi f}{1,62^2 R_{oc} R_2 k_2 V_{dc} V_m^2 b_3 b_5 |F_2(s = j2\pi f)|}. \quad (5.32)$$

5.2.3 Метод расчета коэффициентов ПИ контроллера для режима акселерометра

ПИ контроллер также используется для регулирования обратного сигнала с целью компенсации перемещения инерционных масс под действием силы инерции. Сила инерции $F_{ax}(s) = m_x \cdot a_x(s)$ вызывает перемещение инерционных масс в канале вторичных колебаний, в результате которого генерируется изменение емкости сенсорной структуры, преобразуемое в напряжение с

помощью преобразователя тока в напряжение. Соотношение между выходным сигналом и силой инерции выражается в виде:

$$\frac{V_{ax}(s)}{F_{ax}(s)} = \frac{K_{I/V}}{2m_x} \frac{V_m^2 2\pi f_h 4b_3}{s^2 + (\omega_x/Q_x)s + (\omega_x)^2} F_3(s), \quad (5.33)$$

где $F_3(s)$ – передаточная функция ФНЧЗ.

Коэффициенты ПИ контроллера системы обработки измерительной информации для акселерометра выбираются по критерию устойчивости Гурвица:

$$k_{i3} < \frac{\omega_x R_1^2 \omega_x^2 m_x^2 + 8k_{p3} k_3 R_{oc} R_2 V_{Im}^2 \pi f_h V_{dc} b_3 b_5}{8k_3 R_{oc} R_2 V_m^2 \pi f_h V_{dc} b_3 b_5}, \quad (5.34)$$

где V_m и f_h – амплитуда и частота опорного сигнала.

5.3 Результаты моделирования системы обработки измерительной информации

5.3.1 Режим акселерометра

Для моделирования системы обработки измерительной информации используются данные из таблицы 5.1. Результаты моделирования в режиме акселерометра представлены на рисунках 5.10 - 5.12.

На рисунке 5.12 показан выходной сигнал МИМ, измеренный компенсационным преобразованием в диапазоне ускорений от минус 10 g до 10 g при температуре 20 °С. Из графика видно, что, масштабный коэффициент акселерометра составляет 153 мВ/g, нулевое смещение определяется значением 20 мВ, соответствующее ускорению 0,131 g.

На рисунках 5.10, 5.11 показаны результаты измерения ускорения 0,1 g с помощью прямого преобразования и компенсационного преобразования при изменении частоты до 50 Гц. В прямом преобразовании масштабный коэффициент измерения ускорения по оси X уменьшается от 134 мВ/g до 124 мВ/g при увеличении частоты от 1 Гц до 50 Гц. Данное изменение не наблюдается в компенсационном преобразовании. Во всем диапазоне частоты от 1 Гц до 50 Гц масштабный коэффициент МИМ в режиме акселерометра

принимает значение 153 мВ/г, которое подтверждает, что предлагаемая система обработки измерительной информации увеличивает полосу пропускания в режиме акселерометра МИМ.

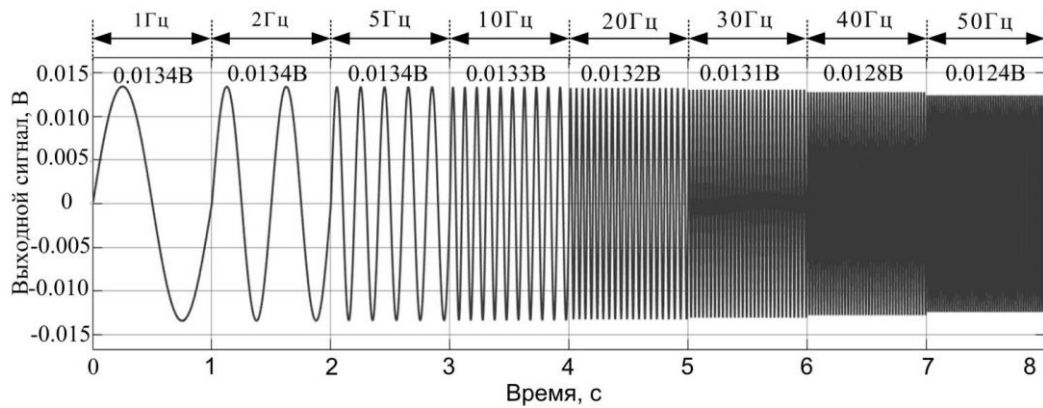


Рисунок 5.10 – Выходной сигнал при ускорении 0,1g, измеренный прямым преобразованием

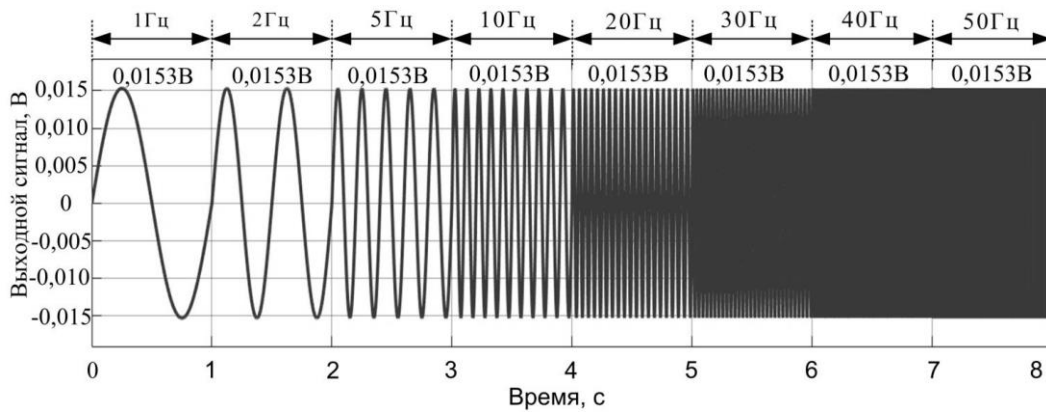


Рисунок 5.11 – Выходной сигнал при ускорении 0,1g, измеренный компенсационным преобразованием

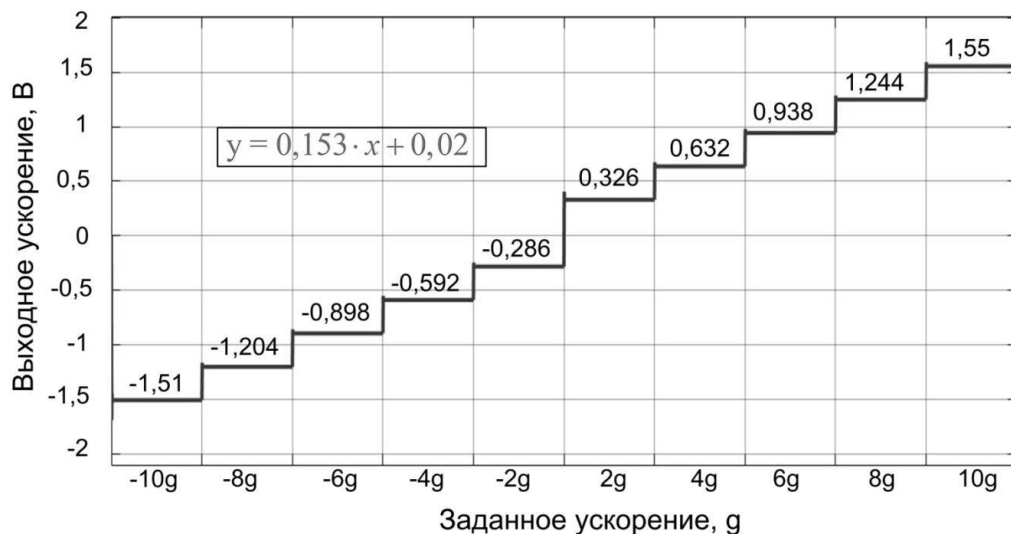


Рисунок 5.12 – Измеренный выходной сигнал МИМ в режиме акселерометра

Таблица 5.1 – Параметры канала вторичных колебаний

Параметры канал вторичных колебаний с замкнутым контуром		
m_x	Инерционная масса	$3.46237 \cdot 10^{-8}$ кг
ω_x	Собственная частота вторичных колебаний	$2 \cdot \pi \cdot 12585$ Гц
ω_y	Собственная частота первичных колебаний	$2 \cdot \pi \cdot 12585$ Гц
Q_x	Добротность канала вторичных колебаний	100-1000
K_{IV}	Коэффициент усиления преобразователя тока в напряжение	10^6 В·А ⁻¹
V_{dc}	Напряжение постоянного тока	30 В
V_m	Амплитуда опорного сигнала	2 В
f_h	Частота опорного сигнала	1 МГц
k_2	Коэффициент усиления	100
k_3	Коэффициент усиления	30
b_5	Коэффициент аппроксимации емкости	$3,7656 \cdot 10^{-8}$

5.3.2 Режим гироскопа

На рисунках 5.13-5.16 показаны результаты моделирования канала вторичных колебаний в режиме гироскопа при двух значениях добротности 100 и 1000 с использованием прямого преобразования и компенсационного преобразования. Выходные сигналы в ответ на угловую скорость 1 градус/с в частотном диапазоне от 1 Гц до 20 Гц с при прямом преобразовании представлены на рисунках 5.13 и 5.15. А Выходные сигналы в ответ на угловую скорость 1 градус/с с применением компенсационного преобразования представлены на рисунках 5.13 и 5.16.

Из графиков 5.14 и 5.16 видно, что МИМ с системой обработки измерительной информации имеет масштабный коэффициент измерения угловой скорости по оси X 7,9 мВ/(градус/с) для двух различных добротностей, который подтверждает, что предлагаемая схема уменьшает зависимость выходного сигнала от давления внутри корпуса. Данное утверждение еще доказано результатами моделирования канала вторичных колебаний с прямым преобразованием. При увеличении добротности в 10 раз, масштабный коэффициент измерения угловой скорости прямого преобразования также

увеличивается в 10 раз. Кроме снижения влияния внешнего давления, предлагаемая система обработки измерительной информации еще позволяет увеличивать полосу пропускания МИМ. Независимо от частоты входной угловой скорости масштабный коэффициент измерения угловой скорости по оси X МИМ составляет 7,9 (мВ/(градус/с)). Эта стабильность нарушена в прямом преобразовании: при добротности 1000 и изменении частоты входной скорости от 1 Гц до 20 Гц, масштабный коэффициент измерения угловой скорости уменьшается от 35,76 (мВ/(градус/с)) до 11,10 (мВ/(градус/с)). Из полученных результатов можно сказать, что предлагаемая система имеет полосу пропускания измерения более 20 Гц.

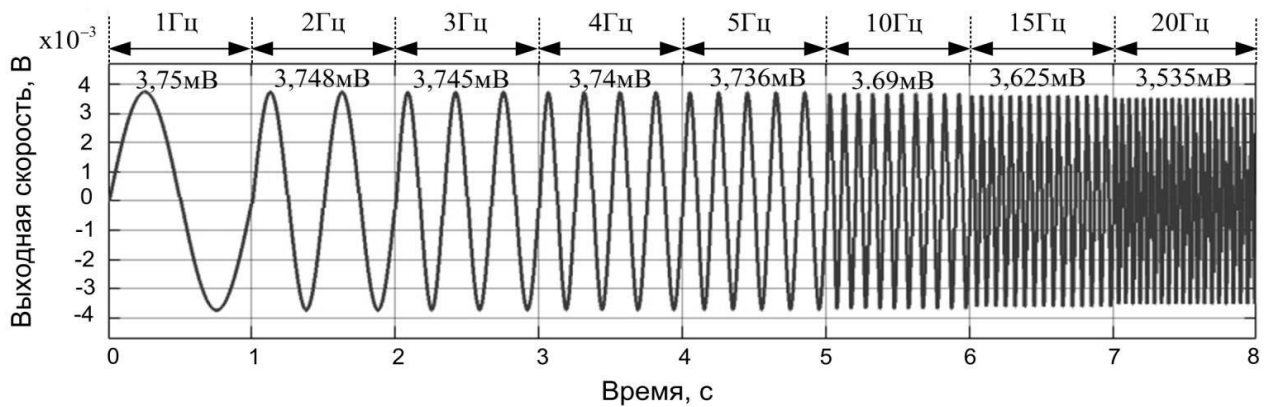


Рисунок 5.13 – Выходной сигнал МИМ в режиме гироскопа, измеренный прямым преобразованием, на различных частотах при добротности 100

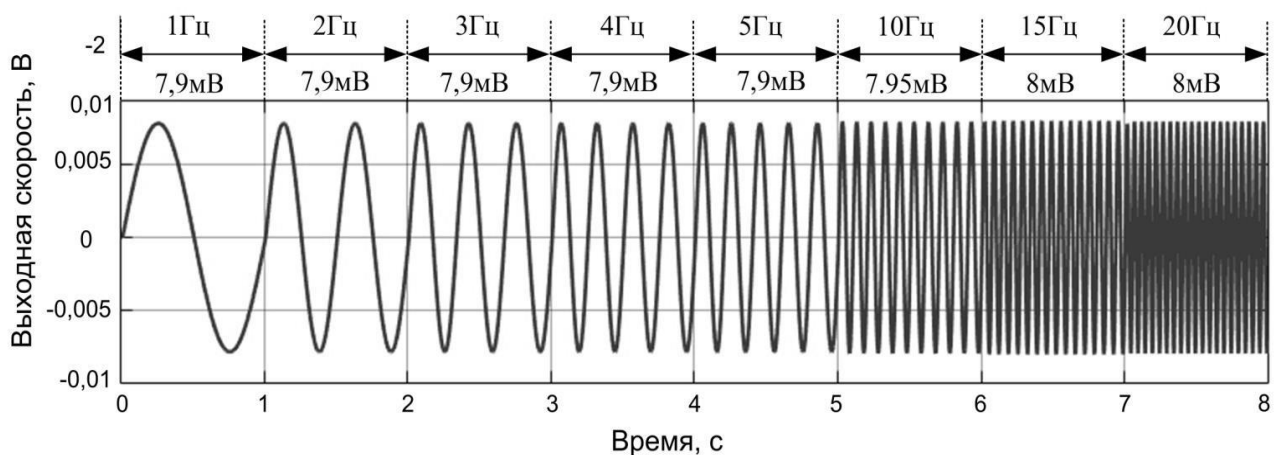


Рисунок 5.14 – Выходной сигнал МИМ в режиме гироскопа, измеренный компенсационным преобразованием на различных частотах при добротности 100

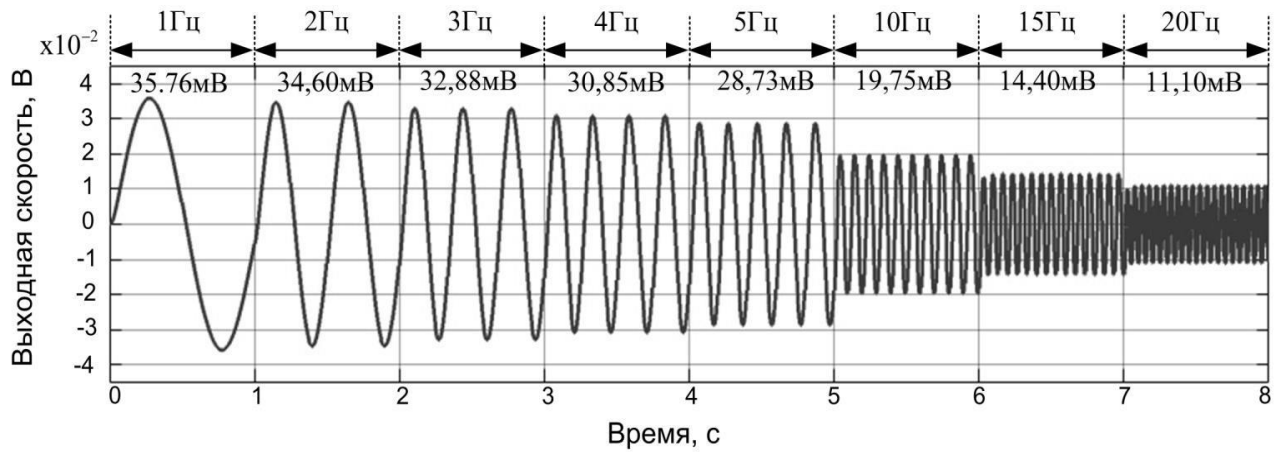


Рисунок 5.15 – Выходной сигнал МИМ в режиме гироскопа, измеренный прямым преобразованием, на различных частотах при добротности 1000

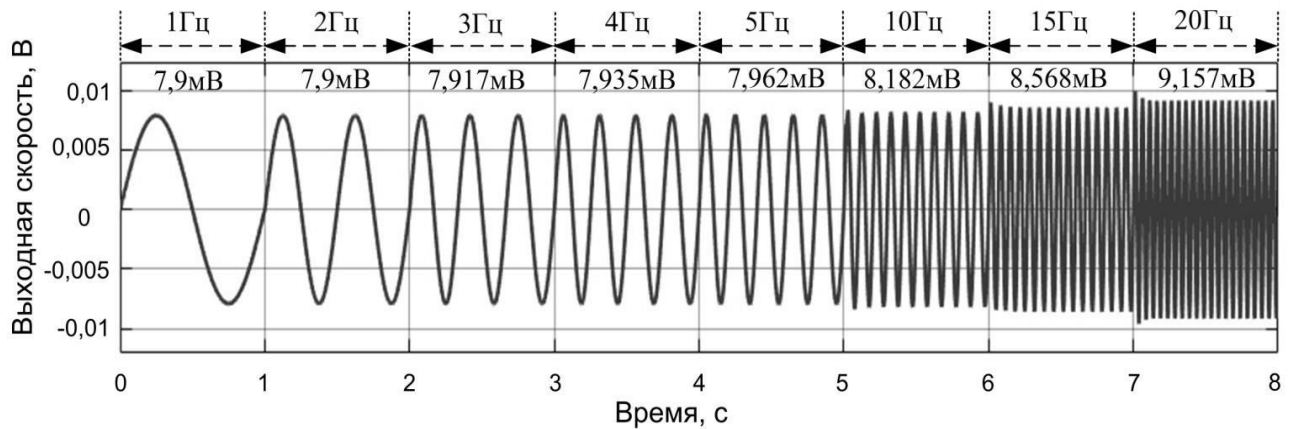


Рисунок 5.16 – Выходной сигнал МИМ в режиме гироскопа, измеренный компенсационным преобразованием на различных частотах при добротности 1000

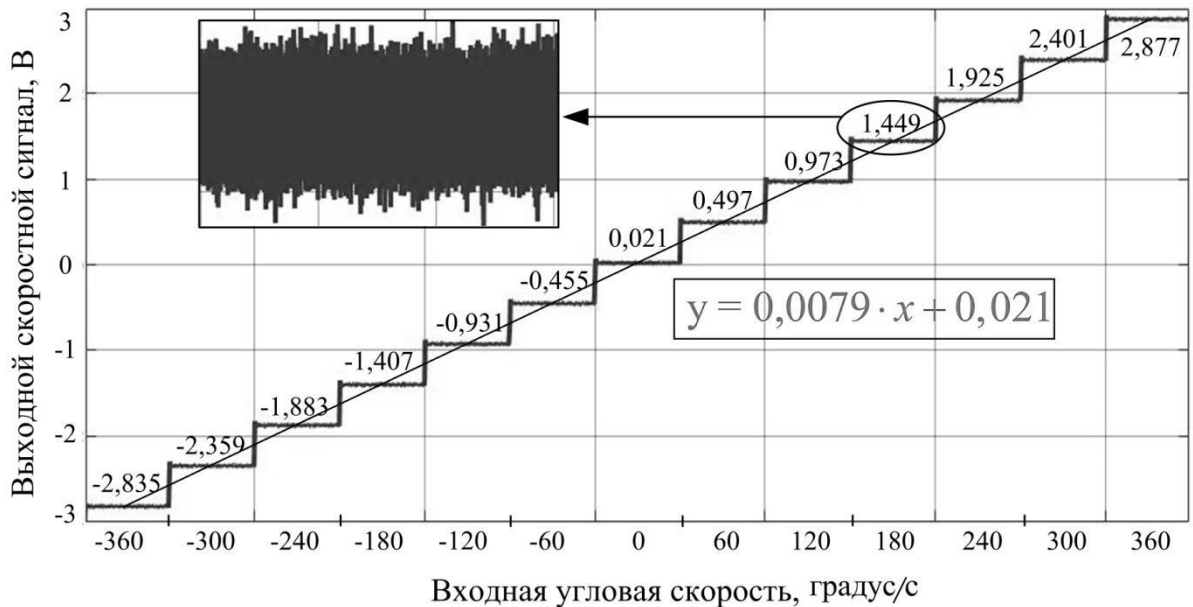


Рисунок 5.17 – Измеренный выходной скоростной сигнал

На рисунке 5.17 показан выходной скоростной сигнал, измеренный в диапазоне от минус 360 град/с до плюса 360 град/с с шагом 60 градус/с при температуре 20 °С. Наиболее подходящие прямые линии, описывающие выходной реакции на входные угловые скорости также представлены. Из графиков определяется, что нулевое смещение имеет значение 21 мВ, соответствующее скорости 2,6 град/с и масштабный коэффициент гироскопа составляет 7,9 мВ/(град/с).

5.4 Экспериментальные исследования МИМ в режимах акселерометра и гироскопа по оси X

Экспериментальные исследования проводятся со следующими целями:

- экспериментальная проверка работы микромеханического ЧЭ и разработанной электронной схемы управления (рис.5.18).
- определение технических характеристик МИМ в режимах акселерометра и гироскопа.

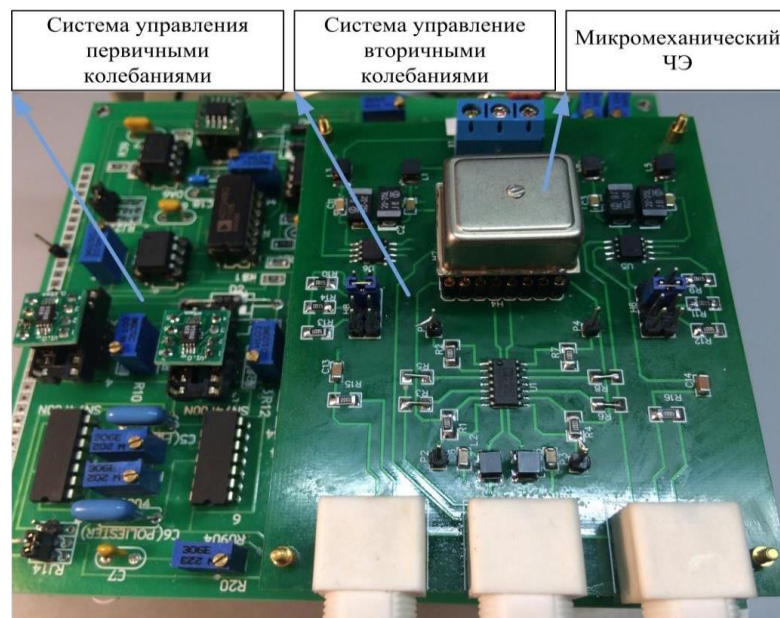


Рисунок 5.18 – Микромеханический ЧЭ и разработанная электронная схема управления

В этом разделе представлены результаты испытаний, выполненных на трех образцах микромеханического ЧЭ МИМ с разработанной электронной схемой управления. Каждый микромеханический ЧЭ герметично корпусирован в

отдельном корпусе, гибридно соединенный с интерфейсной схемой и объединенный с электроникой управления и обратной связи, разработанной в рамках данного исследования. Выполненные тестирования позволяют определить чувствительность к ускорению и угловой скорости, масштабный коэффициент, линейность, нестабильность смещения и собственный шум каждого изготовленного образца.

5.4.1 Экспериментальные исследования МИМ в режиме микроакселерометра

Испытания инерциального модуля в режиме микроакселерометра выполняются с целями определения следующих параметров и характеристик:

- масштабного коэффициента;
- нулевого сигнала или смещения нуля;
- нелинейности;
- порога чувствительности;
- шумовая характеристика.

Перечисленные основные параметры акселерометра могут быть определены с помощью статических испытаний, которые проводят в гравитационном поле Земли методом последовательных поворотов с применением оптической делительной головки (ОДГ), показанной на рисунке 5.4.2.

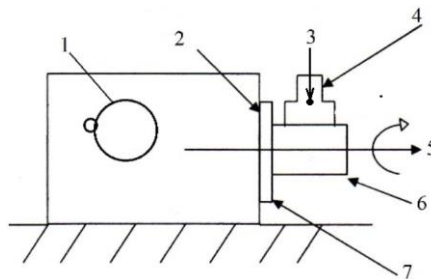


Рисунок 5.19 – Оптическая делительная головка

Схема ОДГ изображена на рисунке 5.19. Для этой схемы введены следующие обозначения: 1 – ручной привод поворота оси вращения ОДГ, 2 – шкала отсчета углов поворота, 3 – ось чувствительности объекта испытаний, 4 –

объект испытаний (акселерометр), 5 – ось вращения ОДГ, 6 – вал вращения, 7 – монтажный диск. ОДГ позволяет поворачивать объект испытаний на равные или неравные углы вокруг оси вращения с большой точностью. Поскольку наклон ОДГ относительно вертикали вызывает дополнительную погрешность в измерениях, для выставки ОДГ относительно плоскости горизонта необходимо использовать прецизионные жидкостные уровни. При этом регулирование наклонов происходит с использованием винтов в стойках основания.

Испытания инерциального модуля в режиме микроакселерометра можно разделить на две части. Сущность первой части испытаний состоит в измерении выходного сигнала акселерометра в нескольких положениях, отличающихся определенным шагом угла поворота ОДГ для определения масштабного коэффициента, смещения нуля, нелинейности и порога чувствительности. Во второй части испытаний проведены измерения для построения дисперсии Аллана с целью определения шумовой характеристики инерциального модуля в режиме микроакселерометра.

Статическая характеристика инерциального модуля в режиме микроакселерометра

На рисунке 5.20 изображен акселерометр и связанная с ним система координат $OXYZ$. Ось чувствительности акселерометра – ось OX . Ускорение a имеет проекции a_x , a_y , a_z на оси $OXYZ$.

При пренебрежении эффекта перекрестной связи выходной сигнал акселерометра (напряжение, мВ) можно представить в виде:

$$u = u_0 + S_x a_x + n, \quad (5.35)$$

где u_0 – нулевой сигнал; S_x – масштабный коэффициент; a_x – проекция ускорения \vec{a} на ось чувствительности OX ; n – шумовая составляющая.

Проекция ускорения \vec{a} на ось чувствительности OX с учетом того, что $\vec{g} \perp OY$, получится:

$$a_x = g \cos(\pi/2 + \theta + \theta_0) = -g \sin(\theta + \theta_0), \quad (5.36)$$

где θ – угол наклона оси Oy над плоскостью горизонта, который изменяется в определенной последовательности, $\theta_0 = const$ – погрешность выставки ОДГ относительно плоскости горизонта.

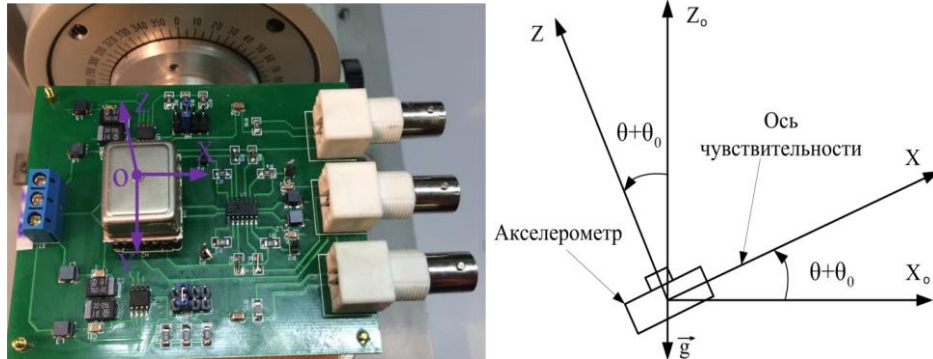


Рисунок 5.20 – Расположение оси чувствительности акселерометра с учетом наклона ОДГ

Выходной сигнал акселерометра примет вид:

$$u = u_0 - S_x g \sin(\theta + \theta_0) + n. \quad (5.37)$$

Для проведения экспериментальных исследований инерциального модуля в режиме микроакселерометра используются три образца чувствительного элемента и создана следующая методика, которая состоит из двух этапов:

1. Инерциальный модуль с электронной схемой закрепляется на ОДГ, как показано на рисунке 5.20. Затем с помощью ОДГ инерциальный модуль поворачивается на равные углы вокруг оси вращения с шагом 9 градусов от минус 90 градусов до 90 градусов. На каждом установленном положении записывается измеренный сигнал акселерометра под действием силы тяжести с учётом ускорения силы тяжести Земли в городе Томске, равного $9,816 \text{ м/с}^2$ с погрешностью не более 10^{-6} м/с^2 ;

2. По измеренным данным построен график зависимости выходного сигнала от величины ускорения, из которого определены масштабный коэффициент, смещение нуля, порог чувствительности и нелинейность.

На рисунке 5.21 представлена полная установка для измерения ускорения силы тяжести инерциальным модулем в режиме микроакселерометра. Установка состоит из чувствительного элемента с электронной схемой управления на

печатной плате, прикрепленной болтами к ОДГ, генератора синусоидального сигнала, цифрового мультиметра, синхронного усилителя, осциллографа и источника питания для электронной схемы управления. На печатной плате сигналы поступают на BNC разъемы. Для изображения выходного сигнала используются цифровой мультиметр и синхронный усилитель. Вход осциллографа подключен к входу инерциального модуля, к которому подаётся синусоидальный сигнал от генератора. На рисунках 5.22-5.4.7 показаны результаты измерения ускорения силы тяжести Земли различными образцами инерциального модуля в режиме микроакселерометра.

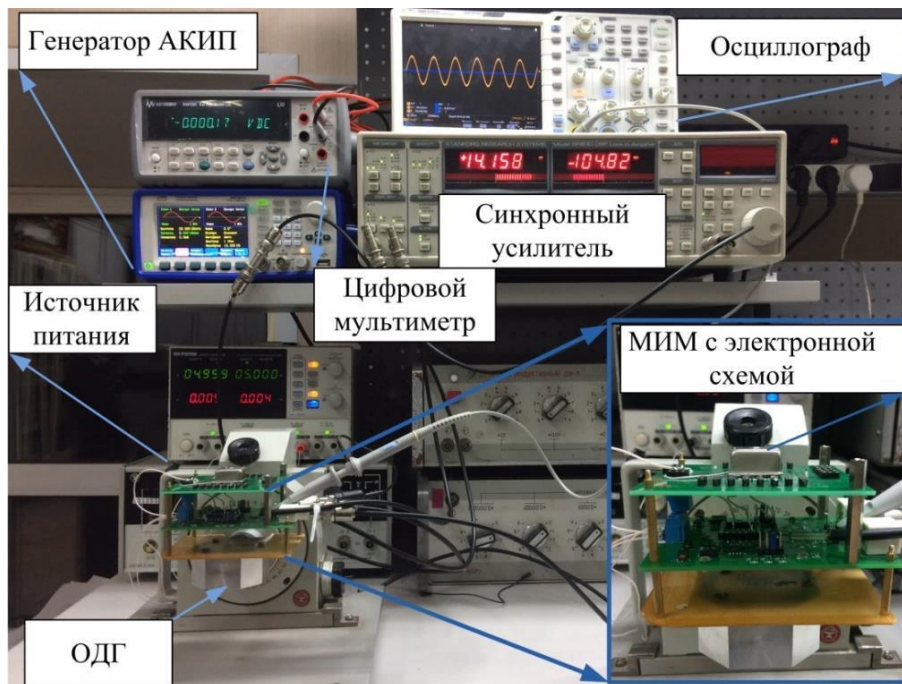


Рисунок 5.21 – Установка для проведения экспериментальных исследований инерциального модуля в режиме микроакселерометра

Таблица 5.2 – Статическая характеристика инерциального модуля в режиме микроакселерометра

Характеристики	Единица измерения	Образец 1	Образец 2	Образец 3
Масштабный коэффициент	мВ/g	152,3	148,5	151,7
Смещение нуля	mg	24,95	10,1	18,06
Порог чувствительность	g	меньше 0,1	меньше 0,1	меньше 0,1
Нелинейность	%	0,61	0,82	0,47

Из экспериментальных и аппроксимационных графиков определены масштабный коэффициент, смещение нуля, порог чувствительности и нелинейность акселерометров, перечисленные в таблице 5.2.

Масштабный коэффициент инерциального модуля в режиме микроакселерометра имеет значение 150,83 мВ/г (среднее значение). Нелинейность масштабного коэффициента измеряется на уровне 0,26 %.

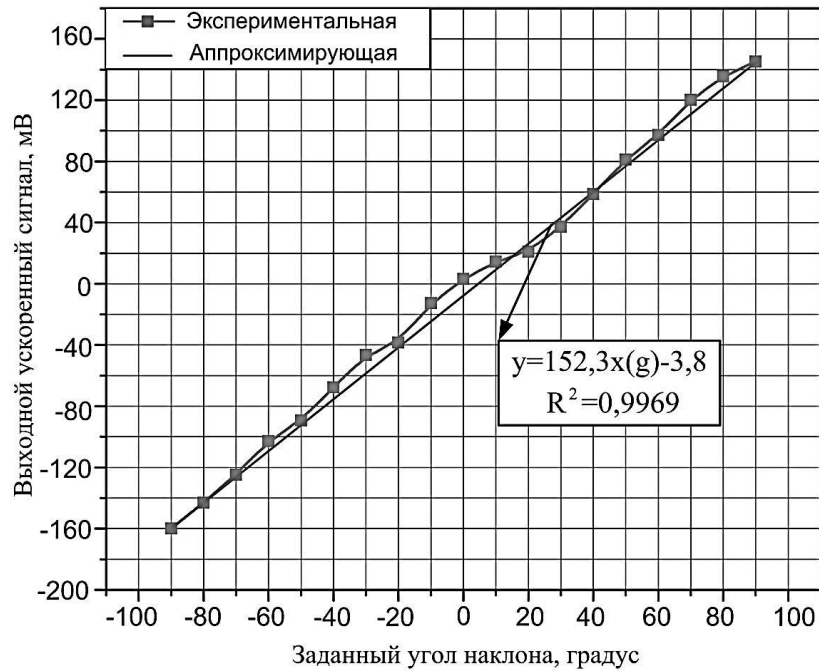


Рисунок 5.22 – Выходной сигнал, измеренный образцом 1

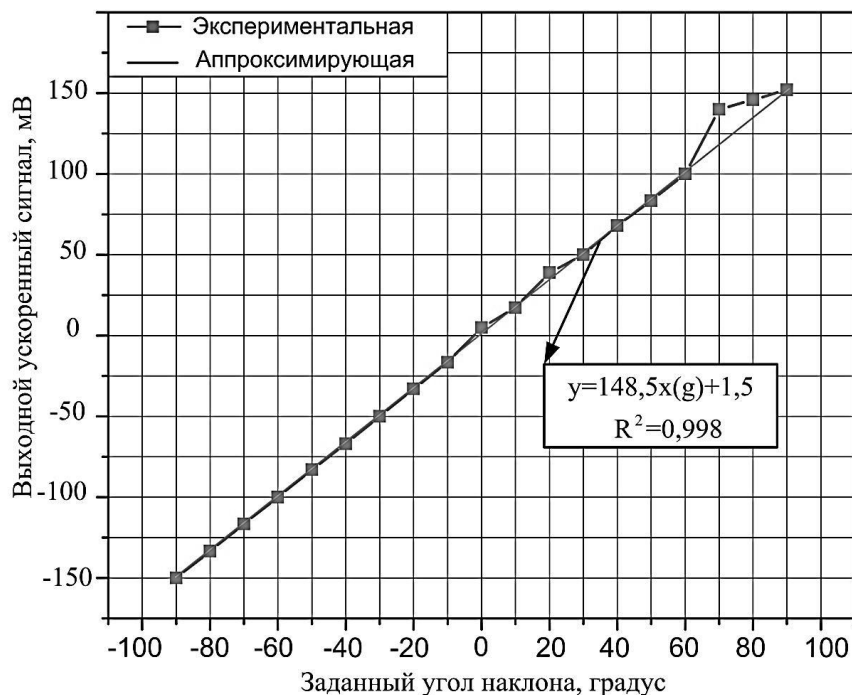


Рисунок 5.23 – Выходной сигнал, измеренный образцом 2

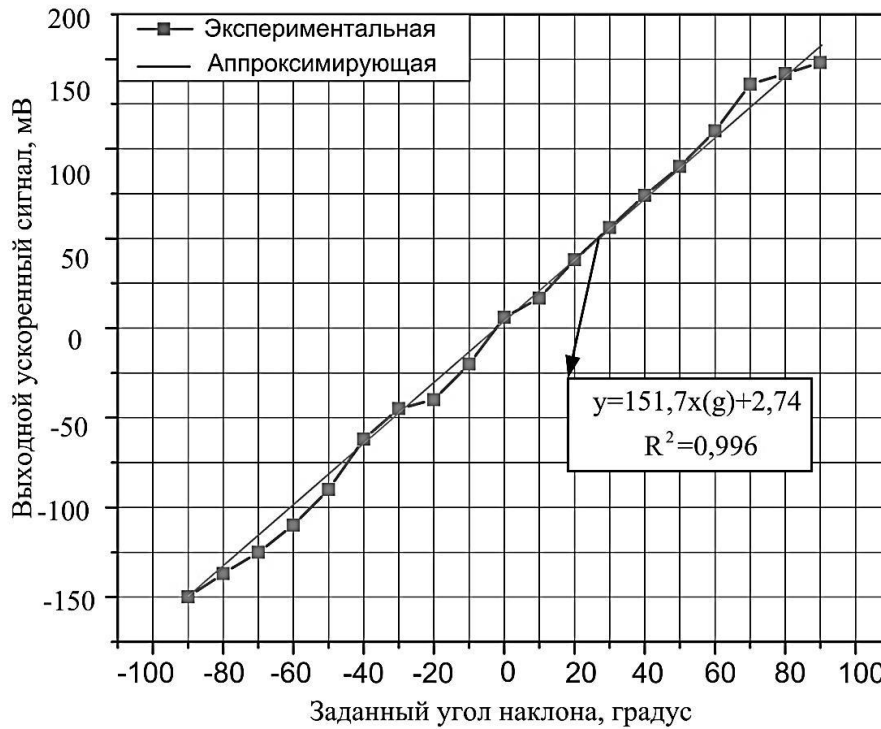


Рисунок 5.24 – Выходной ускоренный сигнал, измеренный образцом 3

Шумовая характеристика инерциального модуля в режиме микроакселерометра

Основными шумовыми компонентами в выходном МЭМС сигнале инерциального модуля являются случайное блуждание скорости или угла (дрейф скорости или угла), фликкер-шум (нестабильность смещения нуля) и случайное блуждание ускорения или угловой скорости (дрейф ускорения или угловой скорости).

Существует неопределенный шум, который возникает в процессе измерения физических величин датчиком на больших промежутках времени и вызывает отклонение показания датчика от ожидаемого значения. Этот шум называется случайным блужданием ускорения или угловой скорости.

Для анализа шумовой характеристики инерциального модуля используется метод, основанный на построении графика дисперсии Аллана (ДА) и вычислении характеристик случайных составляющих. Принцип построения ДА рассматривается ниже.

Предположим, что у нас имеется N отсчётов сигнала. При этом время дискретизации равно t_0 . Для вычисления ДА необходимо сформировать некоторое количество кластеров, которые будут содержать $n < N/2$ отсчётов сигнала. Данная процедура показана на рисунке 5.25.

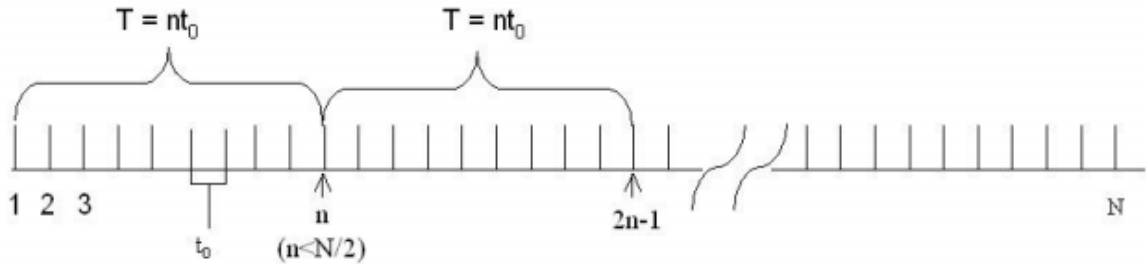


Рисунок 5.25 – Принцип формирования кластеров для вычисления ДА [100]

Каждому кластеру соответствует время $T = n \cdot t_0$. Если мгновенное измеренное значение на выходе датчика равно $u_a(t)$, то среднее значение по кластеру определяется как [100]:

$$\bar{u}_k(T) = \frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_k+T} u_a(t) \cdot dt, \quad (5.38)$$

где $k = 1, 2, \dots, N$.

Среднее значение по следующему кластеру:

$$\bar{u}_{k+1}(T) = \frac{1}{T} \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+T} u_a(t) \cdot dt. \quad (5.39)$$

Для каждого времени T формируется набор случайных значений. ДА в зависимости от интервала усреднения T определяется как:

$$\sigma^2(T) = \frac{1}{2(N-2n)} \sum_{k=1}^{N-2n} [\bar{u}_{k+1}(T) - \bar{u}_k(T)]^2. \quad (5.40)$$

ДА может быть определена в терминах выходных углов или скорости:

$$V(t) = \int_0^t u_a(t) \cdot dt. \quad (5.41)$$

Тогда ДА может быть определена выражением:

$$\sigma^2(T) = \frac{1}{2T^2(N-2n)} \sum_{k=1}^{N-2n} [V_{k+2n} - 2 \cdot V_{k+n} + V_k]^2. \quad (5.42)$$

Наиболее важным свойством ДА является её связь со спектральной плотностью мощности (СПМ) внутренних случайных процессов. Эта связь представлена в таблице 5.3.

Таблица 5.3 – Основные участки графиков СПМ и дисперсии Аллана, соответствующие различным типам ошибок [101]

Название случайного процесса	Выражение для ДА	Параметр	Спектральная плотность мощности (СПМ)	Наклон графика ДА
Дрейф скорости/ угла	$\frac{N^2}{T}$	N – коэффициент дрейфа скорости/ угла	N^2	- 0,5
Нестабильность смещения нуля	$\frac{2B^2 \ln 2}{\pi}$	B – коэффициент нестability смещения нуля	$\frac{B^2}{2\pi} \cdot \frac{1}{f}$	0
Дрейф ускорения/углов ой скорости	$\frac{K^2 \cdot T}{3}$	K – коэффициент дрейфа ускорения/ угловой скорости	$\left(\frac{K^2}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{f^2}$	+0,5

Для построения ДА экспериментальные исследования инерциального модуля в режиме микроакселерометра в статическом состоянии были проведены в течение 4 часов. Измеренные данные выбираются с частотой 50 Гц и сохраняются в памяти на компьютере с помощью программы Labview.

На основе полученных данных и программы Matlab была построена ДА инерциального модуля в режиме микроакселерометра. На рисунке 5.26 представлена ДА для первого образца чувствительного элемента инерциального модуля в режиме микроакселерометра. В таблице 5.4 приведены рассчитанные коэффициенты, соответствующие шумовым компонентам для трёх образцов чувствительного элемента инерциального модуля. Измеренный шум на выходе инерциального модуля в режиме микроакселерометра составляет 0,609 мг в полосе измерения 50 Гц, что соответствует спектральной плотности шума $86,13 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$.

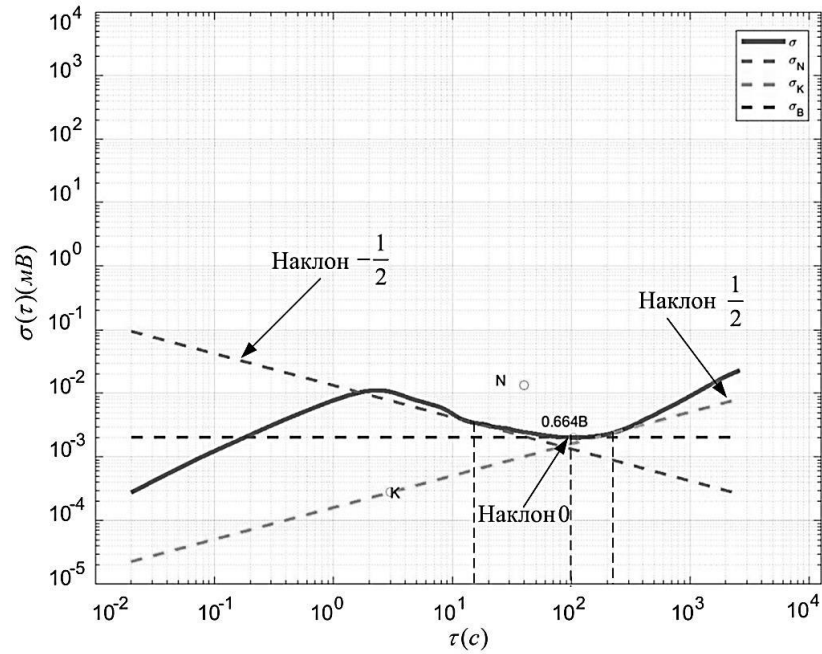


Рисунок 5.26 – Вариация Аллана инерциального модуля в режиме микроакселерометра первого образца

Таблица 5.4 – Шумовая характеристика инерциального модуля в режиме микроакселерометра

Характеристики	Единица измерения	Образец 1	Образец 2	Образец 3
Дрейф скорости	$mg/\sqrt{\Gamma\text{ц}}$	0,088	0,0755	0,0962
Нестабильность смещения нуля	mg	$2,035 \times 10^{-2}$	$2,254 \times 10^{-2}$	$1,961 \times 10^{-2}$
Дрейф ускорения	$mg\sqrt{\Gamma\text{ц}}$	$1,828 \times 10^{-3}$	$1,33 \times 10^{-3}$	$1,546 \times 10^{-3}$
Спектральная плотность мощности	$mg/\sqrt{\Gamma\text{ц}}$	0,0854	0,074	0,099

5.4.2 Экспериментальные исследования МИМ в режиме микрогироскопа

Статическая характеристика инерциального модуля в режиме микрогироскопа

Статической характеристикой датчика является зависимость его выходного сигнала от угловой скорости [95]. Для построения статической характеристики инерциального модуля в режиме микрогироскопа используется

макет поворотного стола, являющегося вращающимся рабочим столом с одной степенью свободы, закрепленным в подшипниковом узле (рис.5.27). Технические характеристики поворотного стола приведены в таблице 5.5.

Таблица 5.5 – Характеристики поворотного стола

Характеристика	Номинальное значение
Диапазон воспроизводимых угловых скоростей	0,6...450 град/сек
Полезная нагрузка	1,5 кг
Нестабильность угловой скорости за оборот	< 0,05 %
Погрешность угловой скорости	< 0,1 %

Для выставки поворотной установки относительно вертикали были использованы прецизионные жидкостные уровни. Наклоны поворотной установки регулируются шайбами под основанием стола или стойками.

Испытания выполнены на основе трех образцов чувствительного элемента инерциального модуля с электронной схемой управления, закрепленных на поворотном столе. С помощью программы управления скоростью поворотного стола задаётся угловая скорость в диапазоне от минус 400 град/с до 400 град/с.

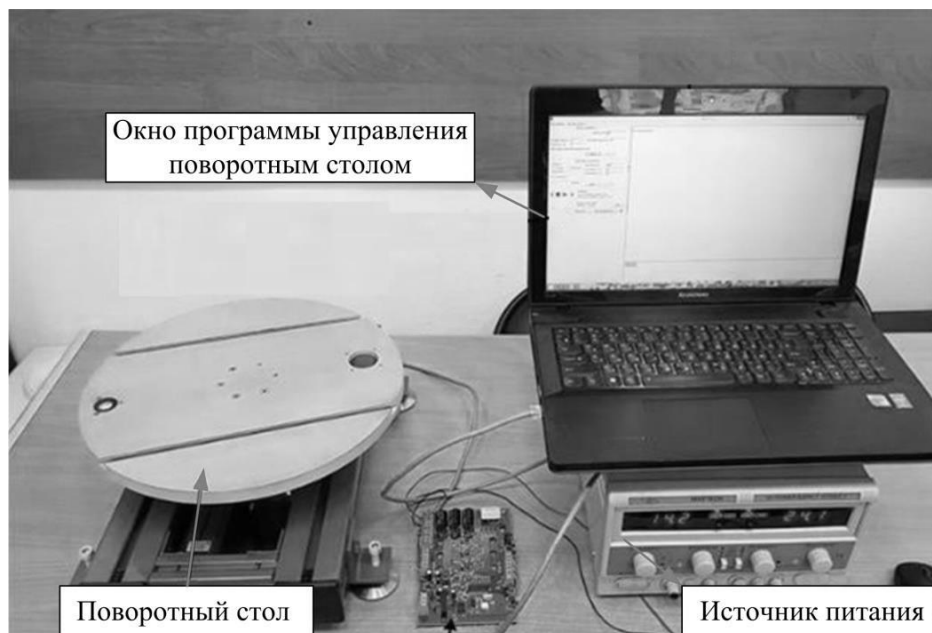


Рисунок 5.27 – Поворотный стол с одной степенью свободы

На рисунках 5.28-5.30 показаны выходные отклики трех изготовленных образцов по отношению к измеряемой угловой скорости.

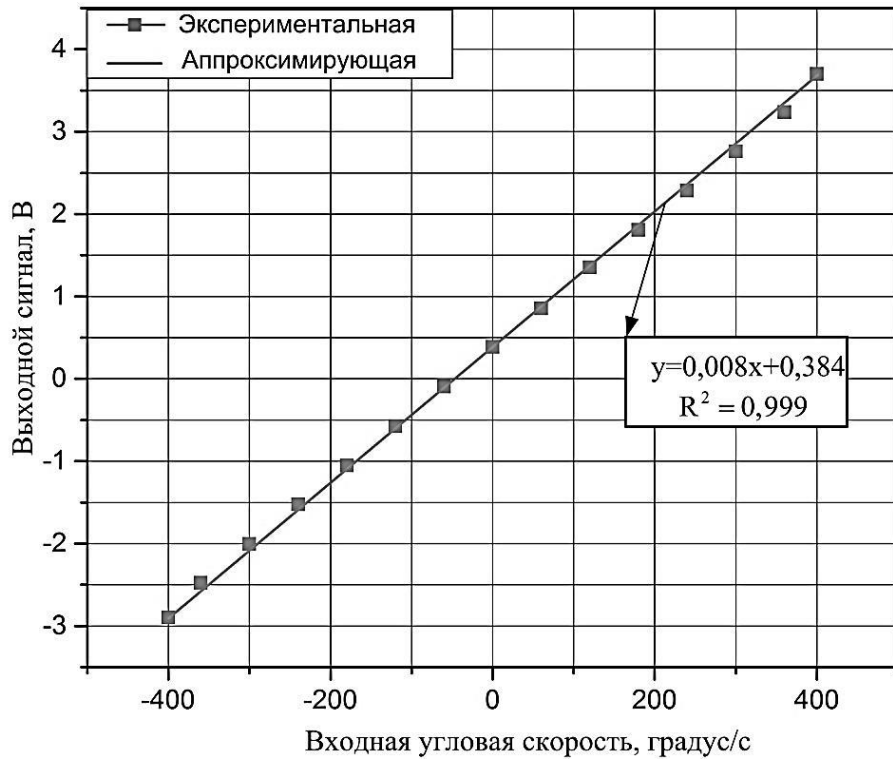


Рисунок 5.28 – Выходной скоростной сигнал, измеренный образцом 1

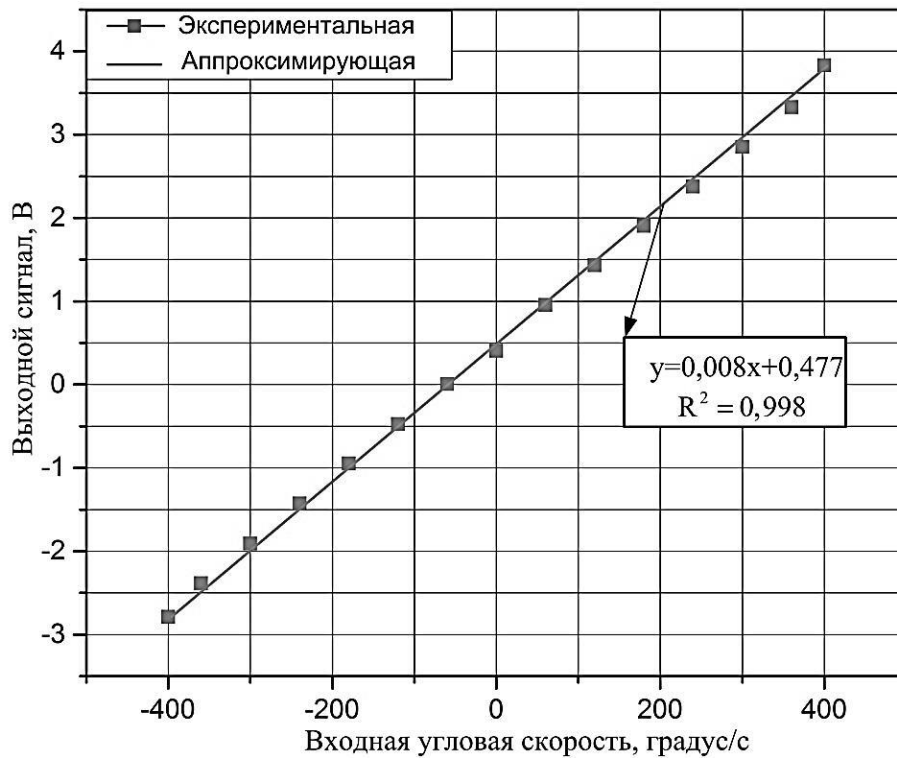


Рисунок 5.29 – Выходной скоростной сигнал, измеренный образцом 2

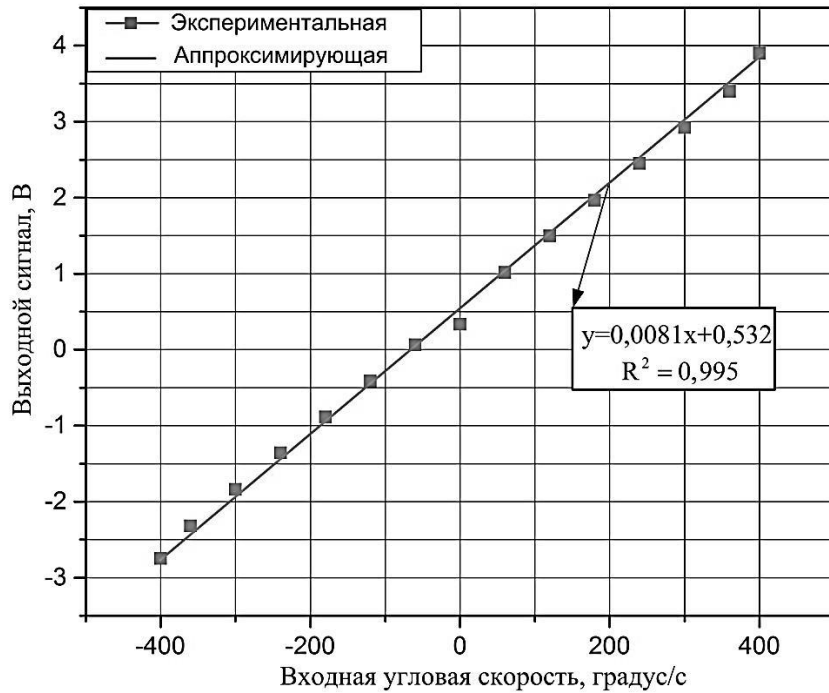


Рисунок 5.30 – Выходной скоростной сигнал, измеренный образцом 3

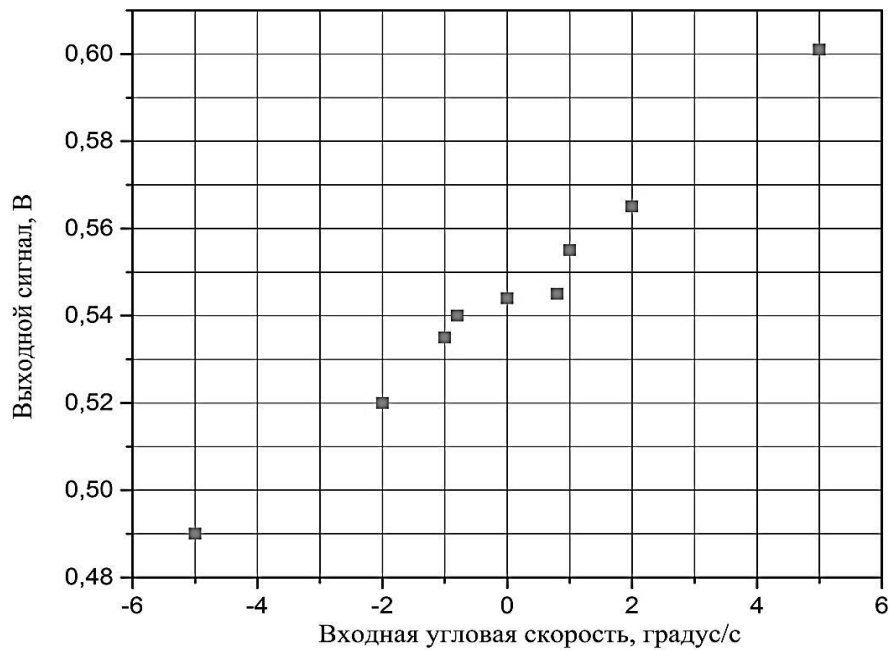


Рисунок 5.31 – Фрагмент статической характеристики в диапазоне ± 5 градус/с

Полученная линейная статическая характеристика позволяет графическим способом вычислить масштабный коэффициент гироскопа, равный 0,008 В/град/с. Диапазон измерения не менее ± 400 град/с. Однако из полученной статической характеристики невозможно определить порог чувствительности. Для этого необходимо построить статическую характеристику в узком диапазоне измеряемых скоростей: ± 5 град/с с более детальным разрешением (рис. 5.31).

Из полученного фрагмента статической характеристики порог чувствительности инерциального модуля в режиме микрогироскопа определен как $\pm 0,8$ град/с.

Таблица 5.6 – Статическая характеристика инерциального модуля в режиме гироскопа

Характеристики	Единица измерения	Образец 1	Образец 2	Образец 3
Масштабный коэффициент	мВ/градус/с	8,0	8,0	8,1
Смещение нуля	градус/с	48	60	66
Порог чувствительность	градус/с	$\pm 0,8$	$\pm 0,8$	$\pm 0,8$
Нелинейность	%	0,4	0,82	2,7

Шумовая характеристика инерциального модуля в режиме микрогироскопа

Для построения ДА экспериментальные исследования инерциального модуля в режиме микрогироскопа в статическом состоянии были проведены в течение 4 часов. Измеренные данные выбираются с частотой 50 Гц и сохраняются в памяти на компьютере с помощью программы Labview. В результате этого построена ДА, показанная на рисунке 5.32, по которой определена шумовая характеристика инерциального модуля в режиме микрогироскопа (таблица 5.6).

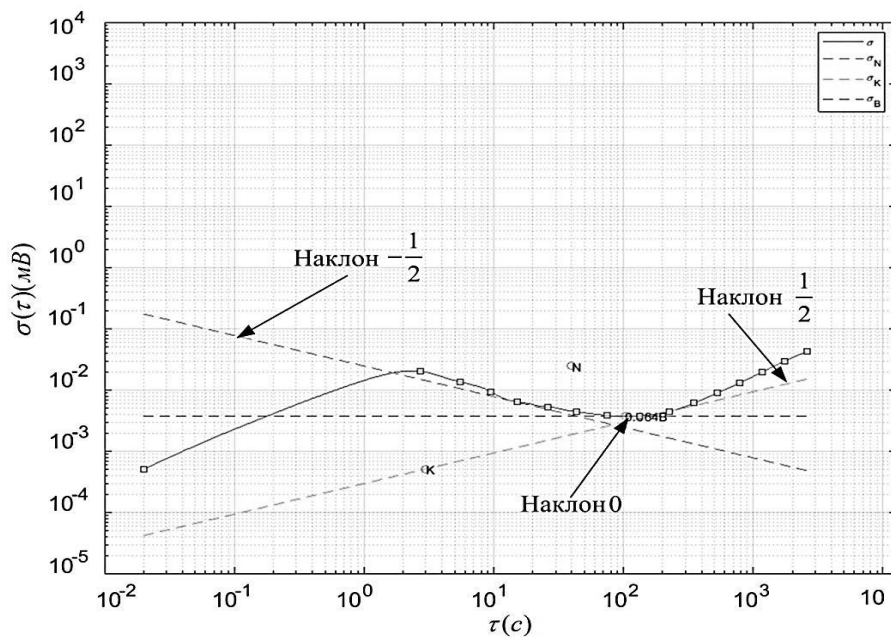


Рисунок 5.32 – Вариация Аллана МИМ в режиме гироскопа для первого образца

Таблица 5.6 – Шумовая характеристика инерциального модуля в режиме микрогироскопа

Характеристики	Единица измерения	Образец 1	Образец 2	Образец 3
Дрейф угла	градус/ $\sqrt{\text{Гц}}$	$3,35 \times 10^{-3}$	$2,88 \times 10^{-3}$	$3,56 \times 10^{-3}$
Нестабильность смещения нуля	градус/с	$5,269 \times 10^{-4}$	$4,37 \times 10^{-4}$	$5,49 \times 10^{-4}$
Дрейф угловой скорости	градус/с/ $\sqrt{\text{Гц}}$	$4,982 \times 10^{-5}$	$5,33 \times 10^{-5}$	$3,546 \times 10^{-5}$
Спектральная плотность мощности	градус/с/ $\sqrt{\text{Гц}}$	$3,35 \times 10^{-3}$	$2,875 \times 10^{-3}$	$3,5 \times 10^{-3}$

Выводы к главе 5

В главе рассматривается основной принцип измерения ускорения и угловой скорости при компенсационном преобразовании. На разработанных образцах ЧЭ МИМ с электронной схемой управления проведены экспериментальные исследования, в результате которых:

1. подтверждена эффективность предложенной системы обработки измерительной информации, обеспечивающей реализацию компенсационного преобразования в режимах акселерометра и гироскопа;

2. определены характеристики МИМ для каждого режима: акселерометра и гироскопа. Система обработки измерительной информации позволяет улучшить линейность МИМ до 99,53 % в режиме акселерометра и 99,60 % в режиме гироскопа. Кроме этого полоса пропускания МИМ увеличивается от $\omega_x/2Q_x \approx 5$ Гц (прямое преобразование) до более 50 Гц для режима акселерометра и более 20 Гц для режима гироскопа;

3. показано, что при использовании системы обработки измерительной информации смещение нуля остаётся.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Главным результатом диссертационной работы является решение задачи разработки интерфейсной электроники для МИМ, которая позволяет получить информацию об угловой скорости и поступательном ускорении.

1. Разработаны математические модели приводных и сенсорных электродных структур, позволяющих реализовать линейную систему возбуждения первичных колебаний и повысить емкостную чувствительность микроэлектромеханического инерциального модуля.

2. Построены частотные характеристики канала первичных колебаний чувствительного элемента инерциального модуля.

3. Разработана система управления первичными колебаниями, основанная на результатах аналитического анализа, моделирования и экспериментальных исследований образцов, которая позволяет стабилизировать скорость первичных колебаний с погрешностью не более 1,3 % в температурном диапазоне от минус 20 °С до 80 °С.

4. Разработана система управления вторичными колебаниями, способная управлять положением инерционных масс МИМ для получения компенсационного преобразования, улучшающего характеристики МИМ: повышение линейности, увеличение полосы пропускания, устранение зависимости масштабного коэффициента от добротности и собственной частоты.

5. Созданы экспериментальные образцы МИМ компенсационного типа с диапазоном измерения ± 400 градус/с, нестабильностью смещения нуля менее 22,54 мкг в режиме акселерометра и $5,49 \times 10^{-4}$ градус/с в режиме гироскопа, и нелинейностью 0,47 % во всем диапазоне измерений в режиме акселерометра, 0,4 % в режиме гироскопа. Определены пути дальнейшего улучшения характеристик МИМ.

6. Результаты диссертационной работы были использованы при выполнении НИР, финансируемых в рамках ФЦП.

7. Результаты работы используются: в ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма» при реализации проекта по созданию системы навигации

горнопроходческого комбайна для обработки выходных сигналов с гироскопов и акселерометров; в учебном процессе в отделение Электронной инженерии Томского политехнического университета.

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ И УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

МИМ – микроэлектромеханический инерциальный модуль;

ЧЭ – чувствительный элемент;

МЭМС – микроэлектромеханические системы;

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;

ФЧХ – Фазо-частотная характеристика;

ПЕН – преобразователь ёмкость-напряжение;

ТКЛР – тепловой коэффициент линейного расширения;

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты;

ГУН – генератор управляемого напряжения;

ДН – детектор нуля;

ФС –формирователь синусоидального сигнала;

ПИ – пропорциональный и интегральный контроллер;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ФВЧ – фильтр высоких частот;

СД – синхронный детектор;

СУ– система управления;

ПП– преобразователь перемещений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Tanner, D.M.** MEMS reliability: Where are we now? / D.M. Tanner // *Microelectronics Reliability*. –2009. –№49. –P.937–940.
2. **Сысоева, С.** МЭМС-технологии. Простое и доступное решение сложных системных задач / С. Сысоева // *ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес*. – 2009. – №7. – С.80–89.
3. **Cenk Acar.** MEMS Vibratory Gyroscopes Structural Approaches to Improve Robustness / Cenk Acar and Andrei Shkel. – Springer, 2008. – 262 p.
4. High precision 6-Axis Inertial Measurement Unit for industrial and harsh environments. [Электронный ресурс] –2018. – Режим доступа: <https://www.systemplus.fr/reverse-costing-reports/analog-devices-adis16460-6-axis-mems-inertial-sensor/>.
5. **Guillaume Girardin.** 6-&9-Axis Sensors Consumer Inertial Combos. [Электронный ресурс] / Guillaume Girardin, Eric Mounier. –2014. –Режим доступа: http://www.yole.fr/iso_upload/Samples/Yole_6_and_9Axis_Sensors_Consumer_Inertia1_Combos.pdf.
6. **Урманов, Д.** Концепция развития производства МЭМС-изделий в России на период до 2017 года / Д. Урманов // *ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес*. –2013. – №1. – С.192–199.
7. **Сысоева, С.** Тенденции рынка High-end МЭМС-датчиков инерции. Новые уровни характеристик и исполнения / С. Сысоева // *Компоненты и технологии*. – 2014. – №6. – С.40–86.
8. **Тарасов, А.Н.** Система управления микромеханического вибрационного гироскопа с совмещенными частотами возбуждения и съема: дис. ... канд. тех. наук: 05.11.03 / Тарасов Александр Николаевич. – Москва., 2015. – 193 с.
9. **Сысоева, С.** Ключевые сегменты рынка МЭМС-компонентов. Акселерометры / С. Сысоева // *Компоненты и технологии*. –2010. – №3. – С.20–26.

10. **Fabio Pasolini.** МЭМС акселерометры, гироскопы и геомагнитные датчики-революционно новый функционал потребительских устройств / Fabio Pasolini // РадиоЛоцман. . –2012.– С.25–30.
11. **Юрий Петропавловкий.** Особенности и применение современных МЭМС продуктов фирмы Murata / Юрий Петропавловкий // РадиоЛоцман. –2012.– С.31–37.
12. **Антохин, А.И.** Концепция системы стабилизации на базе МЭМС гироскопа / А.И. Антохин, А.И. Власов, И.А. Косолапов // Наука и образование. –2011. – №10. – С.7.
13. **Сысоева, С.** Автомобильные акселерометры / С. Сысоева // Компоненты и технологии. –2005. – №8. – С.32–38.
14. **Ивойлов А.Ю.** О применении МЭМС-датчиков при разработке системы автоматической стабилизации двухколесного робота / А.Ю. Ивойлов . –2017. – №3. – С.32–51.
15. **Ashok Bindra.** Sensors To Transform Vehicles Into Electronic Cocoons. [Электронный ресурс] / Ashok Bindra //ElectronicDesign. –2001. – Режим доступа: <https://www.electronicdesign.com/technologies/components/article/21772915/sensors-to-transform-vehicles-into-electronic-cocoons>.
16. **Kari Vierinen.** Microsystems, MEMS-applications, manufacturing methods for MEMS [Электронный ресурс] / Kari Vierinen // Metropolia University of Applied Sciences. –2015. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/323069589_Microsystems_MEMS-applications_manufacturing_methods_for_MEMS.
17. Делаем самобалансирующего робота на Ардуино. [Электронный ресурс] . – 2018. – Режим доступа: <https://arduinoplus.ru/delaem-samobalansiruyushhego-robot-na-arduino/>.
18. Новый LSM6DSO32 расширяет возможности MEMS-датчиков движения. [Электронный ресурс] // Режим доступа: <https://www.compel.ru/lib/139154>.

19. **Распопов, В.Я.** Микромеханические приборы / В.Я. Распопов. – М.: Машиностроение, 2007. – 400 с.
20. **Ло В.Х.** Анализ эффекта паразитной емкости в режиме движения микроэлектромеханического гироскопа / В.Х. Ло, Т.Г. Нестеренко // Известия ЮФУ. Технические науки – 2018. – №2. – С. 55–67.
21. **Lo V.H.** MEMS Instrument Accuracy in Automated Vehicle Control / Lo V.H., A. Koleda, E. Barbin, T. Nesterenko // International Conference “Complex equipment of quality control laboratories”. Journal of Physics: Conference Series. –2018. –Vol 1118. – P. 4.
22. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Техническая кибернетика. Книга 1. Измерительные устройства, преобразующие элементы и устройства. Колл. авторов. Под. ред. засл. деятеля науки и техники РСФСР, д-ра техн. наук проф. В. В. Солодовникова. М., изд-во «Машиностроение». –1973. – 671 с.
23. Принцип действия емкостных преобразователей. [Электронный ресурс] // Режим доступа: <https://allsummary.ru/249-princip-deystviya-emkostnyh-pip.html>.
24. **Sergey E.L.** MEMS and NEMS: systems, devices, and structures / Sergey Edward Lyshevski. – Department of Electrical and Computer Engineering Purdue University at indianapolis, 2001. – 474 p.
25. **Зайцев Н.Г.** Измерение емкости МДП - структуры с помощью дифференцирующего усилителя / Н.Г. Зайцев, В.Н. Давыдов, П.Е. Троян. // Научная сессия ТУСУР – 2006. Материалы Всероссийской научно-технической конференции «Научная сессия ТУСУР - 2006». 4-7 мая 2006. Томск: В-Спектр: 2006. - Часть 4. - С. 77-80.
26. **Сергеев В.А.** Автоматизированная установка для измерения вольт-фарадных характеристик гетеропереходных светодиодов с повышенным разрешением / В.А. Сергеев, И.В. Фролов, А.А. Широков. // Приборы и техника эксперимента. – 2014. - № 1. – С.137 – 138.
27. **Ковалев А.С.** Исследование схем возбуждения первичных колебаний ротора микромеханического гироскопа в режиме автогенерации / А.С. Ковалев,

- Ю.В. Шадрин // V конф. молодых ученых "Навигация и управление движением" // ЦНИИ "Электроприбор" – СПб. – 2003.– С.87-92.
28. **Бирюков С.** Генераторы и формирователи импульсов на микросхемах КМОП / С. Бирюков // Радиолюбительско-конструктору.– 1995.– №7.–С. 36-37.
29. Генераторы гармонических сигналов на операционных усилителях. [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://zpostbox.ru/sine_wave_oscillators.html.
30. **Дьяконов В.П.** Генерации и генераторы сигналов / В. П. Дьяконов // М. : ДМК Пресс.–2009.– 384 с., ил.
31. Схема генератора импульсов [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://mikroshema-k.ru/shema_generatora_impulsov.html.
32. TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits : Datasheet. –Publishing Texas Instruments, 2017. – 33p.
33. **Шахгильдян, В.В.** Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В.Шахгильдян, А.А.Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 447с.
34. **Murphy. Н.Ж.** Patent EP0704674B1 European Patent Office, G01C19/56. Micromachined rate sensor comb drive device and method / Н. J. Murphy – 95115479.8; Date of publication 13.02.2002; Bulletin 07.2002. –26p.
35. **Hongzhi Sun.** A CMOS-MEMS Gyroscope Interface Circuit Design With High Gain and Low Temperature Dependence / Hongzhi Sun, Kemiao Jia, Xuesong Liu, Guizhen Yan, Yu-Wen Hsu, Robert M. and Huikai Xie // IEEE Sensors Journal – 2011. – №11. –P. 2740–2748.
36. **Jan Seeger.** Development of high-performance, high-volume consumer MEMS gyroscopes / Jan Seeger, Martin Lim, and Steve Nasiri // Solid-State Sensors, Actuators, and Microsystems Workshop Hilton Head Island –2010. – P. 61–64.
37. **Zaman, M.F.** High performance matched-mode tuning fork gyroscope / M.F. Zaman, A. Sharma, and F. Ayazi // MEMS – 2006. – P. 66–69.
38. **Ajit Sharma.** A 104-dB dynamic range transimpedance-based CMOS ASIC for tuning fork microgyroscopes / Ajit Sharma, Mohammad Faisal Zaman and Farrokh Ayazi // IEEE Journal of solid-state circuits – 2007. – №8. – P. 1790–1802.

39. **Reinhard Neul.** Micromachined angular rate sensors for automotive applications / Reinhard Neul, Udo-Martin Gomez, Kersten Kehr, Wolfram Bauer, Johannes Classen, Christian Döring, Ermin Esch, Siegbert Götz, Jörg Hauer, Burkhard Kuhlmann // IEEE Sensors Journal – 2007. – №2. – P. 302–309.
40. **Барбин, Е.С.** Динамика многокомпонентного микромеханического гироскопа-акселерометра с развязывающими рамками: дис. ... канд. тех. наук: 05.27.01 / Барбин Евгений Сергеевич. – Томск., 2016. – 207с.
41. **Cenk Acar.** MEMS Vibratory Gyroscopes Structural Approaches to Improve Robustness / Cenk Acar and Andrei Shkel. – Springer, 2008. – 262p.
42. **Said Emre Alper.** MEMS gyroscopes for tactical-grade inertial measurement applications: Dis. ... Doctoral / Said Emre Alper. – Ankara, Turkey., 2005. – 301p.
43. **Mikko Saukoski.** System and circuit design for a capacitive MEMS gyroscope: Dis. ... Doctoral / Mikko Saukoski. – Espoo, Finland., 2008. – 279с.
44. **Лысенко, И.Е.** Проектирование сенсорных и актюаторных элементов микросистемной техники: Учебное пособие / И.Е. Лысенко. – Таганрог, 2005. – 103с.
45. **Урманов, Д.** Концепция развития производства МЭМС-изделий в России на период до 2017 года / Д. Урманов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2013. – №1. – С.192–199.
46. **Ковалев, А.С.** Управление первичными и вторичными колебаниями микромеханического гироскопа: дис. ... канд. тех. наук: 05.11.03 / Ковалев Андрей Сергеевич. – Санкт-Петербург., 2008. – 158с.
47. **Dunzhu Xia.** Microgyroscope temperature effects and compensation-control methods / Dunzhu Xia, Shuling Chen, Shourong Wang and Hongsheng Li // Sensors – 2009. – №9. – P. 8349–8376.
48. **Zhanqiang Hou.** Microgyroscope Effect of axial force on the performance of micromachined vibratory rate gyroscopes / Zhanqiang Hou, Dingbang Xiao, Xuezhong Wu, Peitao Dong, Zhihua Chen, Zhengyi Niu and Xu Zhang // Sensors. – 2011. – №11. – P. 296–309.

49. **Zhiwei Kou.** Investigation, modeling, and experiment of an MEMS S-springs vibrating ring gyroscope / Zhiwei Kou, Jun Liu, Huiliang Cao, Ziqi Han, Yanan Sun, Yunbo Shi, Senxin Ren, Yingjie Zhang // J. Micro/Nanolith. MEMS MOEMS – 2018. – №17. – P.11.
50. **Цибизов, П.Н.** Механические напряжения в структуре кремниевых чувствительных элементов датчиков давления / П.Н. Цибизов, И.Н. Баринов // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». – 2007. –Т1. – С.3.
51. **Синев, Л.С.** Оценка механических напряжений в соединённых при повышенной температуре кремнии и стекле / Л.С. Синев // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2014. – №12. – С.951–965.
52. **Обухов, В.И.** Инженерные методы расчёта температурных погрешностей интегральных датчиков / В.И. Денисов, Р.А. Денисов // Журнал "Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева". – 2010. – №1. – С.300–305.
53. **Hopcroft, M.A.** What is the Young's modulus of silicon? / Hopcroft M.A., Nix W.D., Kenny T.W // Journal of Microelectromechanical Systems. – 2010, Volume 19, Issue 2. – P. 229 – 238.
54. **Cho, C.H.** Characterization of stiffness coefficients of silicon versus temperature using “Poisson’s ratio” measurement / C.H.Cho, H.Y.Cha, H.K.Sung // Journal of Semiconductor Technology and Science. – 2016. –Volume 16, Issue 2. – P. 153–158.
55. **Митрофанов, В.П.** Колебательные системы с малой диссипацией (от макро- до наносцилляторов): Учебное пособие // В.П.Митрофанов – М.: Физический факультет МГУ им. М.В. Ломоносова, 2010. – 74с.
56. **William Chi-Keung Tang.** Electrostatic comb drive for resonant sensor and actuator applications: Dis. ... doc. / William Chi-Keung Tang. – California., 1990. – 229 p.
57. **Minhang Bao.** Energy transfer model for squeeze-film air damping in low vacuum / Minhang Bao, Heng Yang, Hao Yin and Yuancheng Sun // J. Micromech. Microeng. – 2002. – №12. – P. 341–346.

58. **Hongsheng Li.** Electrostatic stiffness correction for quadrature error in decoupled dual-mass MEMS gyroscope / Hongsheng Li, Huiliang Cao, Yunfang Ni // J. Micro/Nanolith. MEMS MOEMS. – 2014. – №13. – P.10.
59. **Korhan Sahin.** A wide-bandwidth and high-sensitivity robust microgyroscope / Korhan Sahin, Emre Sahin, Said Emre Alper and Tayfun Akin // J. Micromech. Microeng. – 2009. – №19. – P.8.
60. **Nguyen, C.T.C.** Micromechanical resonators for oscillators and filters / C.T.C.Nguyen // IEEE International Ultrasonics Symposium. – 1995. – 489–499 pp.
61. **Woon-Tahk Sung.** Development of a lateral velocity-controlled MEMS vibratory gyroscope and its performance test / Woon-Tahk Sung, Sangkyung Sung, June-Young Lee, Taesam Kang, Young Jae Lee and Jang Gyu Lee // J. Micromech. Microeng. – 2008. – P.13.
62. **Burak Eminoglu.** Control electronics for MEMS gyroscopes and its implementation in a CMOS technology: Dis. ... cand. tec. sci / Burak Eminoglu. – Ankara, Turkey, 2011. –146 p.
63. **Jianbin Su.** Improvement of bias stability for a micromachined gyroscope based on dynamic electrical balancing of coupling stiffness / Jianbin Su, Dingbang Xiao, Xuezhong Wu, Zhanqiang Hou, Zhihua Chen // J. Micro/Nanolith. MEMS MOEMS. – 2013. – №12. – P.9.
64. **Ло Ван Хао.** Микромеханический гироскоп / Нестеренко Тамара Георгиевна, Баранов Павел Фёдорович и Буй Дык Бьен / Патент на изобретение № 2686441 Российская Федерация МПК G01C 19/56. заявитель и патентообладатель Национальный исследовательский Томский политехнический университет; заявл. 25.10.2018; опубл. 25.04.2019, Бюл. № 12.-С.11.
65. **НАО, L.V.** Amplitude control system of drive-mode oscillations of MEMS gyroscopes/ T.G.Nesterenko, E.S.Barbin, P.F.Baranov, L.V.Nao // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019 – Vol. 516, № 1. –P.6.
66. **Ван Хао Ло,** Система резонансной настройки режима функционирования вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа / Ван Хао Ло, Нестеренко Т.Г. // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 267–278.

67. **Хоровиц, П.** Искусство схемотехники / П.Хоровиц, У.Хилл – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Мир, 1993. – 371 с.
68. **Бабаков, Н.А.** Теория линейных систем автоматического управления / Н.А.Бабаков, А.А.Воронов, А.А.Воронова и др –2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986. – 367 с.
69. **Титце, У.** Полупроводниковая схемотехника / У.Титце., К.Шенк – 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.
70. **Титце, У.** Полупроводниковая схемотехника / У.Титце., К.Шенк – 12-е изд. Том II: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2002. – 942 с.
71. **Якимов, В.Н.** Системы фазовой синхронизации / В.Н.Якимов, Л.Н.Белых и др. – М.: Радио и связь, 1982. – 288 с.
72. **Шахгильдян, В.В.** Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В.Шахгильдян, А.А.Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 447 с.
73. **David, К.М.** CD4046B Phase-Locked Loop: A Versatile Building Block for Micropower Digital and Analog Applications: Application Report. – Texas: Publishing House Texas Instruments, 2003. – 24 p.
74. 74НС/НСТ4046А Phase-locked-loop with VCO: Datasheet. –Publishing House Philips Semiconductors, 1997. – 34 p.
75. **Erding Tatar.** Quadrature error compensation and its effects on the performance of fully decoupled MEMS gyroscopes: Dis. ... cand. tec. sci / Erding Tatar. – Ankara, Turkey, 2010. –169 p.
76. **Huiliang Cao.** Optimization and experimentation of dual-Mass MEMS gyroscope quadrature error correction methods / Huiliang Cao, Hongsheng Li, Zhiwei Kou, Yunbo Shi, Jun Tang, Zongmin Ma Chong Shen and Jun Liu // Sensors. – 2016. – №16. – P.20.
77. **Arnaud Walther.** Bias contributions in a MEMS tuning fork gyroscope / Arnaud Walther, Christophe Le Blanc, Nicolas Delorme, Yannick Deimerly, Romain Anciant, and Jerome Willemin // Journal of microelectromechanical systems. – 2013. – №2. – P. 303– 308.

78. **Yunfang Ni.** Design and application of quadrature compensation patterns in bulk silicon micro-gyroscopes / Yunfang Ni, Hongsheng Li, and Libin Huang // *Sensors*. – 2014. – №14. – P.20.
79. **Alexander, A.T.** Low-dissipation silicon tuning fork gyroscopes for rate and whole angle measurements / A.T.Alexander, P.P.Igor, A.Z.Sergei, and M.S.Andrei // *IEEE Sensors Journal*. – 2011. – №11. – P. 2763–2771.
80. **Сабиров, Т.Н.** Синхронный детектор на основе секвентных фильтров / Т.Н.Сабиров // *Инженерный вестник Дона*. – 2018. – №2. –С. 6.
81. **Ворох, Д.А.** Синхронный детектор для мостового вихретокового преобразователя / Д.А.Ворох, А.И.Данилин, У.В.Бояркина // *Известия Самарского научного центра Российской академии наук*. – 2017. – №4. – С.167–170.
82. **Манцуров, А.В.** Использование ключевого синхронного детектора в индукционном преобразователе расхода / А.В.Манцуров // *Вестник Пермского университета*. – 2017. – №2. – С.20–25.
83. **Максимов, И.И.** Метод синхронного детектирования в гидроакустике / И.И.Максимов // *Известия Южного федерального университета. Технические науки*. – 2008. – №1. –С.2.
84. **Зайцев, Г.Ф.** Теория автоматического управления и регулирования / Г.Ф.Зайцев – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 431 с.
85. **Баканов, В.** Амплитудное и синхронное детектирование сигналов в дымовых пожарных извещателях. [Электронный ресурс]/ В. Баканов . – 2013. – Режим доступа: <http://www.tzmagazine.ru/jpage.php?uid1=1000&uid2=1025&uid3=1036>.
86. **Цыбулёв, П.Г.** Развитие систем регистрации радиоастрономических данных и повышение чувствительности радиотелескопа Ратан-600: дис. ... канд. тех. наук: 01.03.02 / П.Г.Цыбулёв. – Нижний Архыз., 2014. – 146 с.
87. **Богданов, В.** Устройство для синхронного детектирования АМ сигналов. [Электронный ресурс]/ В. Богданов. – 2013. – Режим доступа: https://anklab.ru/Press/Paguo/1990/03/art-53__.html

88. **Riccardo, A.** Automatic mode matching in MEMS vibrating gyroscopes using extremum-seeking control / A.Riccardo, O.Roberto // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2009. – №10. – P.12.
89. **Sungsu Park.** Oscillation control algorithms for resonant sensors with applications to vibratory gyroscopes / Sungsu Park, Chin-Woo Tan, Haedong Kim and Sung Kyung Hong // Journal Sensors. – 2009. – №9. – P.5952–5967.
90. **Feng Bu.** MEMS Gyroscope automatic real-time mode-matching method based on phase-shifted 45° additional force demodulation / Feng Bu, Dacheng Xu, Heming Zhao Bo Fan and Mengmeng Cheng // Journal Sensors. – 2018. – №18. – P.16.
91. **Jia Jia.** Automatic frequency tuning technology for dual-mass MEMS gyroscope based on a quadrature modulation signal / Jia Jia, Xukai Ding, Yang Gao and Hongsheng Li // Journal Micromachines. – 2018. – №9. – P.18.
92. **Soner Sonmezoglu.** An automatically mode-matched MEMS gyroscope with wide and tunable bandwidth / Soner Sonmezoglu, Said Emre Alper, and Tayfun Akin // Journal of microelectromechanical system. – 2014. – №2. – P.284-297.
93. **Sangkyung Sung.** On the mode-matched control of MEMS vibratory gyroscope via phase-domain analysis and design / Sangkyung Sung, Woon-Tahk Sung, Changjoo Kim, Sukchang Yun and Young Jae Lee // IEEE ASME transactions on mechatronics. – 2009. – №4. –P. 446-455.
94. **Chunhua He.** A MEMS vibratory gyroscope with real-time mode-matching and robust control for the sense mode / Chunhua He, Qiancheng Zhao и др. // IEEE Sensors Journal. – 2015. – №4. – P.2069-2078.
95. **Mol, L.** Squeezed film damping measurements on a parallel-plate MEMS in the free molecule regime / L.Mol, L.A.Rochau, E.Cretu and R.F.Wolffenbuttel // J. Micromech. Microeng. – 2009. – №19. – P.7.
96. **Скупов, А.** Обеспечение вакуума при корпусировании на уровне пластины. Геттеры / А.Скупов // Вектор высоких технологий. – 2016. – №3. – С.16–32.
97. **Скупов, А.** Вакуумное корпусирование на уровне пластины геттеры / А.Скупов // Новые технологии. – 2016. – №5. – С.54–60.

98. **Баринов, И.Н.** Технология вакуумирования МЭМС с использованием микропленочных геттеров / И.Н. Баринов // Гетероманитная микроэлектроника. – 2008. – №5. – С.65–70.
99. **Дубков, А.А.** Преобразование Лапласа: учебно-методическое пособие / А.А.Дубков и Н.В.Агудов. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2016. – 36 с.
100. **Haiying Hou.** Modeling Inertial Sensors Errors Using Allan Variance. [Электронный ресурс] / Haiying Hou. – 2004. – Режим доступа: https://www.ucalgary.ca/engo_webdocs/NES/04.20201.HaiyingHou.pdf.
101. **Литвин, М.А.** Типы ошибок в инерциальных навигационных системах¹ и методы их аппроксимации / М.А. Литвин, А.А. Малюгина, А.Б. Миллер, А.Н. Степанов и Д.Е. Чикрин // Информационные процессы. – 2014. – № 4. – С.326–339.
102. **Titterton, D.** Strapdown Inertial Navigation Technology / D. Titterton. – Institution of Electrical Engineers, J. Weston.- 2nd Edition., UK, 2004. – 558 p.
103. **Jintao Li.** Not Fully Overlapping Allan Variance and Total Variance for Inertial Sensor Stochastic Error Analysis / Jintao Li and Jeancheng Fang // IEEE Transaction and Measurement. – 2013. – vol. 62, № 10. – P.2659-2672.
104. **Miroslav Matejcek.** Computation and evaluation allan variance results/ Miroslav Matejcek and Mikulas Sostronek// Conference: 2016 New Trends in Signal Processing (NTSP). – P.10.
105. **Charles Greenhall.** Spectral ambiguity of Allan variance / Charles Greenhall // IEEE Transactions on instrumentation and Measurement. – 1998. – vol. 47, № 3. – P.623-627.
106. **Lo Van Hao.** Small scale personal navigation system based on micromechanical gyroscopes / Lo Van Hao, T.G.Nesterenko, P.F.Baranov, E.V.Zorina // International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON. –2017. – P.4.
107. **Hao, L.V.** Personal navigation system based on MEMS gyroscope/ L.V.Hao, T.G.Nesterenko // MATEC Web of Conferences.– 2017– Vol 102, №01020. –P.4.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Код для построения ДА с помощью Матлаба

```

omega=importdata('ha05.txt');
Fs=50;
t0 = 1/Fs;
theta = cumsum(omega, 1)*t0;
maxNumM = 279796;
L = size(theta, 1);
maxM = 2.^floor(log2(L/2));
m = logspace(log10(1), log10(maxM), maxNumM)';
m = ceil(m); % m must be an integer.
m = unique(m); % Remove duplicates.

tau = m*t0;

avar = zeros(numel(m), 1);
for i = 1:numel(m)
    mi = m(i);
    avar(i,:) = sum( ...
        (theta(1+2*mi:L) - 2*theta(1+mi:L-mi) +
theta(1:L-2*mi)).^2, 1);
end
avar = avar ./ (2*tau.^2 .* (L - 2*m));
adev = sqrt(avar);
figure
loglog(tau, adev)
title('Allan Deviation')
xlabel('\tau');
ylabel('\sigma(\tau)')
grid on
axis equal

```

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Патент на изобретение

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2686441

МИКРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ГИРОСКОП

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский Томский политехнический университет" (RU)*

Авторы: *Нестеренко Тамара Георгиевна (RU), Баранов Павел Фёдорович (RU), Ло Ван Хао (RU), Буй Дык Бьен (RU)*

Заявка № 2018137747

Приоритет изобретения 25 октября 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 25 апреля 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 25 октября 2038 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Акты о внедрении диссертационной работы



ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма»



Утверждаю
Генеральный директор
ООО «Машиностроительное
предприятие «Ильма»
А.П. Семешов
2020 г.

Акт

о внедрении результатов диссертационной работы аспиранта Национального исследовательского Томского политехнического университета Ло Ван Хао на тему «Система возбуждения и обработки измерительной информации микроэлектромеханического инерциального модуля с функциями гироскопа и акселерометра»

Научные и практические результаты диссертации Ло Ван Хао использованы на предприятии «Ильма» в ходе выполнения работ по созданию системы ориентации и навигации горнопроходческого комбайна.

В ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма» проводятся работы по реализации проекта создания системы навигации горнопроходческого комбайна, в том числе составлен проект технического задания на опытно-конструкторскую разработку «Система ориентации и навигации горнопроходческого комбайна» на основе разработанного в диссертации микроэлектромеханического инерциального модуля с функциями гироскопа и акселерометра.

В техническом задании на ОКР использованы:

- технические предложения конструкций гироскопов и акселерометров;
- разработанные алгоритмы управления инерциального модуля;
- данные экспериментальных исследований инерциального модуля.

Данный акт не является основанием для предъявления претензий, связанных с авторскими правами.

Настоящий акт составлен комиссией в составе:

Председатель:

Технический директор ООО «МП «Ильма»

В.А.Наливайко

Члены комиссии:

Директор по производству ООО «МП «Ильма»

О.А.Сайнакова

Начальник ОТК ООО «МП «Ильма»

Е.С.Чернявская

Заместитель директора по производству
по технической части ООО «МП «Ильма»

Т.Х. Юлдашев

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
 федеральное государственное автономное
 образовательное учреждение высшего образования
 «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ТПУ)



«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор

по образовательной деятельности

ФГАОУ ВО НИ ТПУ

М.А. Соловьев

« » 2020 г.

АКТ

о внедрении в учебный процесс результатов диссертационной работы на соискание учёной степени кандидата технических наук Ло Ван Хао на тему «Система возбуждения и обработки измерительной информации микроэлектромеханического инерциального модуля с функциями гироскопа и акселерометра».

Комиссия в составе: председателя – и.о. заведующего кафедрой - руководителя отделения Электронной инженерии Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности, к.т.н. Баранова П.Ф., к.т.н., начальника отдела магистратуры ТПУ Силушкина С.В., к.т.н., начальника отдела практик и трудоустройства ТПУ Гребенникова В.В. составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Ло Ван Хао «Система возбуждения и обработки измерительной информации микроэлектромеханического инерциального модуля с функциями гироскопа и акселерометра», внедрены в учебный процесс, а именно:

- предложенная математическая модель кремниевого чувствительного элемента инерциального модуля;
 - разработанная схема резонансного возбуждения и управления первичных колебаний инерциального модуля;
 - разработанная последовательность расчета параметров электронных схем систем управления,
- используются:
- при проведении лабораторных работ и практических занятий по дисциплине «Компоненты микросистемной техники» в рамках подготовки бакалавров по направлению 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника»;
 - при выполнении УИРС, НИРМ, ВКР студентами отделения Электронной инженерии Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности.

и.о. зав. кафедрой - руководитель
 отделения Электронной инженерии, к.т.н.

П.Ф. Баранов

Начальник отдела магистратуры, к.т.н.

С.В. Силушкин

Начальник отдела практик и
 трудоустройства, к.т.н.

В.В. Гребенников