



**Седьмая международная научно-техническая конференция  
имени О. В. Лосева**

**СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА  
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ**

**22-23 октября 2025 г. Нижний Новгород**

**Посвящена 80-летию со дня ПОБЕДЫ в Великой  
Отечественной Войне (1941-1945)**



**Материалы конференции**

**УДК 621**  
**ББК**

Программа и материалы VII Международной научно-технической конференции «Современная элементная база радиоэлектроники и её применение им. О.В. Лосева» – Электрон. дан. – Н. Новгород: Нижегород. гос. техн. ун-т им. Р.Е.Алексеева, 2025. и сайт Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи (РНТОРЭС) им. А.С. Попова, Нижегородское региональное отделение: E-mail: nn.nto@mail.ru

# Содержание

|                                                                                               |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Содержание.....                                                                               | 3  |
| Приглашение.....                                                                              | 4  |
| Программа конференции.....                                                                    | 6  |
| Секция 1. Перспективные разработки по применению современной элементной базы радиоэлектроники | 8  |
| Секция 2. Информационное управление и радиотехнические системы.....                           | 42 |
| Авторский указатель.....                                                                      | 80 |

# Приглашение

**Седьмая международная научно-техническая конференция  
имени О. В. Лосева**

**СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ**

**22-23 октября 2025 г. Нижний Новгород**

**Посвящена 80-летию со дня ПОБЕДЫ в Великой  
Отечественной Войне (1941-1945)**



## Организаторы:

**Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова**

**Нижегородское региональное отделение РНТОРЭС им. А.С. Попова**

**Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет имени  
Н.И.Лобачевского**

**Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е.Алексеева**

**ОА«НПП«САЛЮТ»**

**Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю. Е. Седакова  
(Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ)**

**Правительство Нижегородской области**

## При участии и поддержке:

- Нанотехнологическое общество России
- Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
- Гомельский государственный университет им. Франциска Скорины
- Институт физики им. Х. И. Амирханова ДНЦ РАН
- Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
- Московский технический университет связи и информатики
- Московский государственный технологический университет (МИРЭА)
- Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
- ОАО «Интеграл» (НТЦ «Белмикросистемы»)
- Владимирский государственный университет им. А. Г. и Н. Г. Столетовых
- ООО «НИИ «АСОНИКА»
- Институт радиотехники и электроники РАН им. В. А. Котельникова
- Институт физики твердого тела РАН
- Институт проблем технологии микроэлектроники особочистых материалов РАН
- Институт химии высокочистых веществ РАН им. Г. Г. Девярых
- Институт прикладной физики РАН
- ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»
- Институт СВЧ полупроводниковой электроники РАН
- НИИ системных исследований РАН
- Физико-технологический институт РАН
- Научный центр волоконной оптики РАН
- Волго Вятский филиал МТУСИ

- ЗАО НПК «Электровыпрямитель»

## **МЕЖДУНАРОДНЫЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:**

### **Председатели Международного Организационного комитета:**

- проф. Седаков Андрей.Юльевич.(Россия)
- чл.кор НАН Беларуси Гурский Леонид Ильич.(республика Беларусь)

### **Сопредседатели:**

- проф. Оболенский С.В.(Россия),
- проф. Кашин А.В.(Россия)

### **Председатель Международного программного комитета:**

- проф. Мякинников А.В.(Россия)

### **Члены Программного комитета:**

проф. Куркин А.А.,(Россия), проф. Витязев В.В.(Россия), к. ф.- м. н. Новиков М.А. (Россия), проф. Ямпурин Н.П.(Россия).

### **Рабочая группа:**

инж. Александров Д.С., д.т.н. Бабанов Н.Ю., проф. Васильев К.К., д.т.н. Войткевич. К.В, проф. Жужома Е.В., к.ф.-м.н. Марков К.А., проф. Матросов В.В., проф. Починка О.В., к.м.н. Пурсанов К.А., проф. Сушкова Л.Т., к.т.н. доц. Самсонов Г.А., проф.Хранилов В.П., к.ф.-м.н. Шапошников Д.Е., к.ф.-м.н Шиндин А.В., инж. Ягодкин В.Л.

## **РАБОТА КОНФЕРЕНЦИИ ПЛАНИРУЕТСЯ ПО СЛЕДУЮЩИМ НАПРАВЛЕНИЯМ:**

(укажите соответствующей номер направления в заявке к докладу)

1. Системы проектирования и моделирования электронных компонентов и систем.
2. СВЧ интегральные схемы и модули.
3. Микросистемы. Сенсоры и актюаторы.
4. Специальное технологическое оборудование.
5. Нейроморфные вычисления. Искусственный интеллект.
6. Квантовые технологии.
7. Навигационно-связные СБИС и модули.
8. Высокопроизводительные вычислительные системы.
9. Информационно-управляющие и радиотехнические системы.
10. Технологии и компоненты микро- и нанoeлектроники.
11. Изделия микро- и оптоэлектроники общего и специального назначения.
12. Радиоэлектроника в исследовании распространения радиоволн.
13. Элементная база субтерагерцового диапазона.

Работа конференции будет организована в форме пленарного и секционных заседаний, проблемно-тематических круглых столов на базе Радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского (Нижний Новгород, проспект Гагарина, 23, корп. 4)

# Программа конференции

**Седьмая Международная научно-техническая конференция  
«Современная элементная база радиоэлектроники  
и её применение» им. О. В. Лосева**

## **ПРОГРАММА КОНФЕРЕНЦИИ**

*ННГУ им. Н. И. Лобачевского (пр. Гагарина, 23)  
корпус радиофака кафедра электроники 4 этаж*

**22-23 октября 2025 г.**

**09.30-10.00** Регистрация участников

**10.00-10.30** Открытие конференции, Пленарное заседание

**10.30-13.30**

**СЕКЦИЯ № 1 Перспективные разработки по применению современной элементной базы радиоэлектроники.**

1. Белов Ю.И., Моисеев С.П., Пахомов А.А., Серкин А.Г., Шиндин А.В.  
«Лабораторная система контроля работоспособности научного радара сура». Научно-исследовательский радиофизический институт Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского (НИРФИ ННГУ).

2. Денисевич Е.В., Романов П.Н.  
«Применение в АПК агродронов, с применением оптического волокна». Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Институт информационных технологий и систем. Нижегородская обл., г. Княгинино.

3. Денисюк А.А., Пиганов М.Н., Шопин Г.П.  
«Устройство определения нагрузочной способности микросхем в процессе контрольных испытаний» Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева.

4. Каменев Р.С.  
«Современная элементная база в системе калибровки мощности радиостанций». Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал).

5. Лупцов А.А., Пиганов М.Н., Андросов С.В.  
«Выбор микросхемы высокочастотного усилителя для бортового коммутатора сигналов» Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева

6. Сазанов А.А.  
«Модернизация вторичного источника питания для блока электронного управляемого привода». Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал).

7. Сударев Е.В.  
«Разработка прецизионного трехкомпанентного магнитометра для формирования магнитного курса летательного аппарата». Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал).

8. Телин Д.И.  
«Проектирование дискретного весового дозатора». Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал).

9. Шимбуев Д.П. «Классификация полётных контроллеров беспилотных авиационных систем». Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Институт информационных технологий и систем. Нижегородская обл., г. Княгинино.

### **Перерыв на обед (столовая на территории ННГУ) до 12-30**

#### **СЕКЦИЯ № 2 Информационное управление и радиотехнические системы**

1. Денисов Б.Н., Зазулин Я.А.

«Метод восстановления информации, занесенной в оптический сигнал, фоторезистором с граничной частотой много меньше частоты модуляции оптического сигнала». Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарева, Саранск

2. Кораблев Е.Д.

«Повышение безопасности плавания по внутренним водным путям на основе использования машинного зрения». Волжский государственный университет водного транспорта», Нижний Новгород.

3. Крит А.А.

«Применение нейросетевых технологий для коррекции локальных ошибок в местопределении морских объектов». Волжский государственный университет водного транспорта», Нижний Новгород.

4. Малеев Д.В.

«Модификация программной архитектуры IP- аудиокодека для автоматизации контроля качества». Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е.Алексеева.

5. Матвеев П.Р.

«ИИ-оптимизация в системах проектирования». Нижегородский государственный инженерно-экономический университет. Нижегородская обл., г. Княгинино.

6. Мухин Н.А.

«Сеть LoRa на участках производства работ с повышенной опасностью». Нижегородский государственный инженерно-экономический университет. Нижегородская обл., г. Княгинино.

7. Цивилев С.А.

«Защита радиоканала передачи Данных в беспилотных летательных аппаратах». Нижегородский государственный инженерно-экономический университет. Нижегородская обл., г. Княгинино.

8. Бугаенко Р.А.

«Актуализация и модернизация блока разгона динамически настраиваемого гироскопа». Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал).

9. Виноградов И.Д.

«Исследование построения блока угловой скорости и измерение углового движения» Арзамас.

10. Гольцов М.А.

«Модернизация буферного усилителя ВТГ для обеспечения высокоимпедансного Входа измерительных каналов». Арзамас

**Секция 1.**  
**Перспективные разработки по**  
**применению современной элементной**  
**базы радиоэлектроники**

## **ЛАБОРАТОРНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ НАУЧНОГО РАДАРА СУРА**

Внс НИРФИ, к.ф.-м.н. Белов Ю.И., зав. лаб. РФ ННГУ Моисеев С.П., лаборант НИРФИ Пахомов А.А.,  
вед. инж. НИРФИ Серкин А.Г., директор НИРФИ, к.ф.-м.н. Шиндин А.В.  
НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

### **Аннотация**

Описана лабораторная система контроля состояния фазированной антенной решетки радара НИРФИ ННГУ СУРА в режиме его монохроматического излучения и приема сигналов радара на беспилотном летательном аппарате, состоящая из приемника SDR lab 122-16, внешнего тактового генератора и системы синхронизации этих устройств с помощью специально разработанных термостатированных кварцевых генераторов. В качестве управляющего устройства в приемной системе используется микрокомпьютер Raspberry Pi 3B+ с операционной системой Ubuntu 20.04 LTS. Регистрация сигнала выполняется с помощью программного пакета GNU Radio 3.8 и специально разработанной программы. Взаимодействие с ОС осуществляется по беспроводному Wi-Fi каналу по протоколу VNC с помощью телефона.

Анализ работоспособности фазированных антенных решеток (ФАР) и актуален для любых типов и частотных диапазонов, использующихся в радиоэлектронном оборудовании систем, как передающих – в научных радарах для исследования распространения радиоволн (РРВ), уже функционирующих (СУРА – НИРФИ), или проектируемых (ИКАР – СЗФИ [1]), так и приемных – в радиотелескопах, например, LOFAR-НВА [2]. Большие метрические размеры упомянутых ФАР и специфика оборудования их частотных диапазонов являются основными проблемами и ограничениями для создания радиоэлектронных систем контроля этих антенн больших размеров.

В смежной проблеме – в области разработки аппаратуры контроля навигационных систем – недавно был инициирован проект NAVANT [3] с целью разработки процедур измерений - инспекции полетов – с использованием беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) вместо регулярных полетов воздушных средств для выполнения измерений в ближней зоне характеристик навигационных антенн и оценки качества навигации.

Экспериментальную реализацию системы контроля, (только ортогональных сечений) полей в ближней зоне ФАР радара НИРФИ СУРА шириной порядка длины волны, в настоящее время также планируется осуществлять с помощью БПЛА. При этом важно выполнять процедуры амплитудных и фазовых измерений сигналов излучающей ФАР, потому что, хорошо известно, что бесфазовые измерения могут давать «выбросы», которые дезавуируют результаты всех измерений и контроля состояния решеток [4].

Фазовые измерения сигналов, формируемых в приемно-передающих системах при полетах над большими антеннами, содержат в своих процедурах значительные сложности, возникающие при формировании их опорных сигналов. Существует несколько вариантов формирования структурных схем измерительных фазовых систем. Основная градация их проводится по функциональному назначению исследуемых антенн: приемные или передающие. Радар СУРА – многофункциональная система коротковолнового (КВ) диапазона для исследования распространения радиоволн в ионосфере и содержит большое количество громоздких, в техническом исполнении фазовращателей, направленных ответвителей и других элементов структуры системы [5].

Поэтому для решения основной задачи контроля функционирования ФАР радара СУРА был выбран способ построения ее по структурной схеме – «исследуемый наземный радар излучает, а приемная система излучения располагается на БПЛА». Мы не обсуждаем в рамках настоящей работы все аспекты такого решения, но описываем решения основной проблемы измерительной системы – формирование блок-схемы, методов и элементной базы фазовых измерений, включая их программное обеспечение.

Очевидна формулировка еще одного тезиса в обсуждаемой области измерений характеристик антенн наземных радаров: это минимизация сложности полезной нагрузки БПЛА посредством расположения на нем только небольшой зондовой антенны и некоторой, основной, приемной электроники. Таким способом исключаются проблемы совместного расположения передатчика и приемника. В этом решении беспроводная или оптоволоконная связь должна соединять БПЛА с наземным оборудованием, например, с векторным анализатором цепей (ВАЦ), например, как это было сделано, например, в работе [6].

Диаграмма направленности исследуемой антенны (ИА), для калибровки в ее ближней зоне, требует знания как положения антенны-зонда БПЛА во время измерений, так и, конечно, самих сигналов излучения ИА. Первая проблема, часто, решается с помощью блоков инерциальных измерений на борту БПЛА или с помощью контроллера полета [7], позволяющих достигать точности определения их положения с сантиметровой точностью.

Антенны на борту БПЛА (зондовые антенны) в полосах частот 3 – 30 МГц и 30 – 300 МГц обычно выполняются в виде проволочных или рамочных антенн, которые нужно фиксировать на раме аппарата так, чтобы ориентация их фазовых центров совпадала с позицией определенной точки БПЛА. Однако в таких положениях бортовая антенна может сильно взаимодействовать с металлическими конструкциями БПЛА, а значит, полное электромагнитное описание системы должно быть аккуратно исследовано для получения максимальной точности измерений.

При любых способах построения приемной аппаратуры, измеренные данные, в общем, представляют собой матрицу уровней комплексных напряжения, полученных либо на выходе зондовой антенны (ИА) или в электронике БПЛА.

Основные структурные элементы приемной измерительной системе НИРФИ ННГУ – это электронная плата для программно-определяемой радиосвязи (SDR) и внешний тактовый генератор. Для ускорения процесса разработки использовалась доступная готовая макетная плата SDR lab 122-16 [8], оснащенная двумя 16-разрядными 50-омными входами и 14-разрядными 50-омными выходами, 16-битным ARM Cortex A9 [9], а также ПЛИС Xilinx Zynq 7020 [10] для обработки данных в реальном времени. Радиочастотные входы платы оптимизированы для минимизации искажений, шума и перекрестных помех, что значительно улучшает прием сигналов, излучавшихся радаром СУРА. Сигнал с 1-го антенного входа платы SDRlab 122-16 поступает на АЦП (Analog Devices LTC2185).

На ПЛИС реализован цифровой понижающий преобразователь, в состав которого входят Цифровой вычислительный синтезатор, цифровой микшер, каскадный интегрально-гребенчатый фильтр, а также КИХ-фильтр. Цифровой вычислительный синтезатор использует метод CORDIC (COordinate Rotation DIgital Computer) для генерации потоков отсчетов, соответствующих функциям COS и SIN, с частотой дискретизации 122,88 МГц и дискретностью 24 бита. В цифровом микшере поток отсчетов от АЦП перемножается с потоком отсчетов cos и sin, формируя таким образом синфазную (I) и квадратурную (Q) компоненты комплексного сигнала, см., например [11].

IQ поток данных в системе подвергается фильтрации с децимацией. Коэффициент децимации для каскадного интегрально-гребенчатого фильтра составляет 2560, для КИХ-фильтра — 2. После фильтрации IQ сигнал с частотой дискретизации 24 кГц и дискретностью 32 бита передается операционной системе (процессорному модулю системы на чипе Xilinx Zynq 7020) с помощью программы, написанной на языке C++, опрашивающей ряд регистров ПЛИС, доступных через ОЗУ процессорного модуля ИО, «ввод-вывод через память». Та же программа записывает цифровой IQ поток в файл на флеш-карте модуля. Дальнейшая обработка осуществляется off-line на ПК и состоит в получении амплитуды и фазы комплексного IQ сигнала. Аналогичная процедура обработки производится и для сигнала с антенного входа 2 платы SDRlab 122-16.

В качестве внешнего тактового генератора был выбран специальный импульсный генератор от LeoBodnar Electronics [12] с двумя разъемами типа BNC. Для стабильной работы тактового генератора требуется постоянное наличие сигнала GPS.

Подключение к плате SDR lab 122-16 было осуществлено через разъем GPIO. Тактовый генератор имеет прецизионную привязку частоты с фиксацией по GPS с низким уровнем дрожания. Диапазон перестройки частоты выходного сигнала 450 Гц - 800 МГц с возможностью выдачи двух синхронизированных сигналов. Долговременная стабильность выходного сигнала должна определяться высокой точностью определения цезиевых ориентиров GPS и теоретически приближается к пикосекунде.

Кратковременное качество принятого сигнала определяется внутренним источником тактовой частоты, обеспечивающим высококачественный тактовый сигнал с низким фазовым шумом и среднеквадратичным дрожанием суб-пикосекундного значения. Оба выходных сигнала – прямоугольной формы на уровнях CMOS 3.3 В с характеристическим сопротивлением 50 Ом. Уровни их выходного напряжения можно регулировать, а выходы можно включать и отключать программным способом, независимо.

В качестве управляющего устройства в разработанной приемной системе был использован микрокомпьютер Raspberry Pi 3B+ с установленной операционной системой Ubuntu 20.04 LTS. Регистрация сигнала выполнялось с помощью программного пакета GNU Radio 3.8. Взаимодействие с ОС осуществлялось по беспроводному Wi-Fi каналу по протоколу VNC с помощью телефона.

Для программного пакета GNU Radio 3.8 был разработан скрипт непрерывной записи оцифрованного сигнала в файл, а также аналогичный скрипт с визуализацией регистрируемого сигнала в реальном времени для целей калибровки всей измерительной системы. Пример записи сигнала приведен на рисунке 1, ниже.

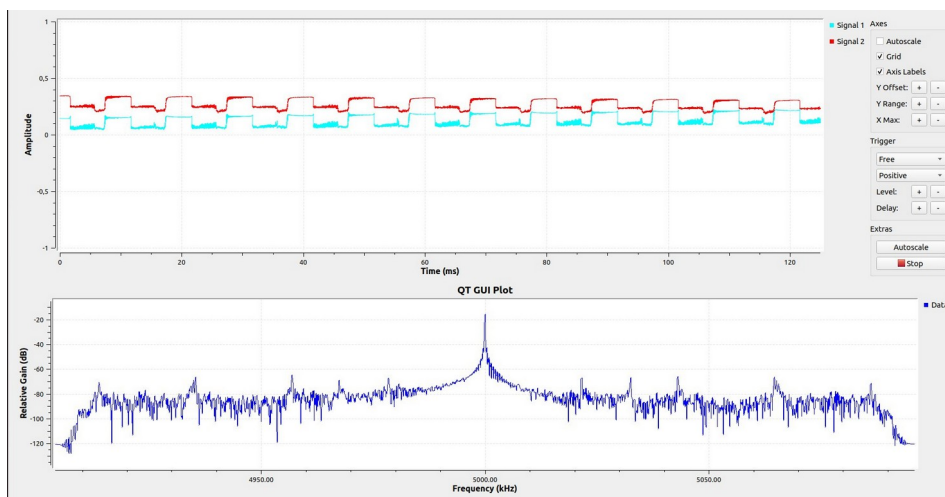


Рисунок 1

Отметим, для сравнения технических возможностей, что архитектура аппаратных средств системы инструментальной посадки NAVANT [3], аналогично, имеет два отдельных канала. Один – для стационарного мониторинга и другой – для собранных с БПЛА данных антенны-зонда. Использование в системе двух каналов позволяет производить фазовые измерения СИП независимо от амплитудных или фазовых флуктуаций контролируемого источника сигналов, что, как утверждают авторы работы [3] было бы невозможно с использованием синхронизованного источника. Измеряются только фазовые вариации, связанные с движением мобильного приемника БПЛА. Таким образом, существенно, что оба канала используют один и тот же опорный источник, формируемый сигналами лазерного теодолита, содержащегося в этой измерительной системе. Этот же канал предоставляет данные для обработки о координатах зондовой антенны на БПЛА.

Как следствие такой организации измерительной системы, ее данные также записываются на промежуточной частоте исключительно для получения данных относительной фазы и амплитуды. Разработанная нами измерительная система гораздо проще и дешевле, но в диапазоне частот контролируемой ФАР радара СУРА погрешности определения GPS координат антенны-зонда на БПЛА и воздействие ветра вносят неисправимые погрешности в определении АФР поля радара в ближней зоне антенны. В частности, при выполнении серии измерений, в которых регистрировались GPS координаты зонда при задании его фиксированного положения над ФАР, при слабом ветре диапазон отклонений реальных координат зонда составил  $\pm 3$  м по обеим координатам, что приводит к относительным погрешностям определения направления главного максимума ДН порядка 0,02 рад [13].

Кроме того, при экспериментальных исследованиях амплифазометрической системы возникли проблемы срыва данных, получаемых измерений фазы, которые анализируются в настоящей работе.

Поскольку и приемник, и генератор передатчика в реализованной амплифазометрической системе контроля работоспособности ФАР являются цифровыми, то основным фактором, определяющим корректную работу такой системы, является когерентность частоты ее тактовых импульсов (ТИ), избранной равной 122,88 МГц для аппаратуры наземной части (передатчика) и для приемника зонда. Если формировать тактовые сигналы, для цифровых узлов приемника и передатчика с помощью приема сигналов от произвольных спутников GPS, то они могут быть не когерентными, из-за того, что они образуются независимыми системами ФАПЧ каждого отдельного приемника спутника и формируются как бы «разными» частотами 122,88 МГц (определяемые точностью ФАПЧ приемников спутников). Так же производится и Подстройка этих частот в процессе ее функционирования также независима.

Для устранения причины не когерентности тактовых сигналов необходимо ТИ, формируемые для наземной части амплифазометрической системы (структурная часть передатчика), доставить на зонд (структурная часть приемника) некоторым способом. Известны различные варианты доставки ТИ:

- доставка ТИ по оптоволокну [3],
- доставка ТИ по радиоканалу [7],
- формирование ТИ для приемника и передатчика с помощью термостатированных кварцевых генераторов.

У всех трех методов есть свои преимущества и недостатки, среди которых, естественно, находятся стоимость и ограничения грузоподъемности зонда.

Был выбран вариант с термостатированными кварцевыми генераторами с возможностью подстройки частоты с помощью напряжения, т.н. VCXO. При этом предполагалось, что после подстройки

частот ТИ передатчика и приемника их частоты не изменятся за время измерения одного сеанса измерений – полета БПЛА (около 30 мин). Для экспериментальных проверок в качестве генератора ТИ с близкой частотой 120 МГц были выбраны ВСХО ГК269-ТС отечественной фирмы «Морион». Была разработана схема такого генератора ТИ на базе ГК269-ТС, разработана печатная плата и изготовлены два ее экземпляра (для приемного и передающего каналов оборудования).

В этой схеме учтены возможные факторы, влияющие на нестабильность частоты ТИ, формируемых генератором:

- возможность его работы при пониженном напряжении питания 5В, что важно при работе от аккумулятора БПЛА,
- формирование управляющего напряжения для генератора с помощью специального высокостабильного источника опорного напряжения.
- передача ТИ в цифровые узлы передатчика и приемника с помощью интерфейса LVDS, обеспечивающего высокое подавление синфазного сигнала, возникающего в условиях мощных помех от передатчика радара СУРА.

Плата, использованная нами в качестве генератора ТИ для цифрового узла передатчика, имеет возможность подстройки частоты ТИ с помощью потенциометра в небольших пределах, а плата генератора ТИ для приемника зонда имеет фиксированное управляющее напряжение.

Для проверки стабильности генераторов ТИ в разработанной системе использовался двухканальный осциллограф, на отдельные входы которого подавались тактовые импульсы с двух генераторов.

Методика испытаний и настройка системы контроля кратко состояли в следующем. Первый генератор ТИ создавал фиксированное управляющее напряжение, а второй генератор ТИ имел возможность изменять управляющее напряжение, с помощью которого, по осциллографу, при настройке измерительной системы добивались когерентности работы обоих генераторов (относительной неподвижности изображений сигналов обоих каналов осциллографа). Испытания показали, что после непродолжительного прогрева кварцевых генераторов относительная фазовая стабильность ТИ сохранялась в течение более 30 минут.

Многочисленные и продолжительные измерения в лабораторных условиях подтвердили высокую повторяемость когерентности частот ТИ даже без подстройки управляющего напряжения генератора ТИ.

Для проверки возможностей приемника в части измерения им фазы сигнала (имитация полета приемника) был изготовлен переменный аналоговый фазовращатель, который формировал сдвиг фазы в канале в пределах 100 град. В процессе исследования характеристик созданной амплифазометрической системы для измерения фазового сдвига (калибровки) в системе «передатчик – приемник» ТИ для узлов приемника и передатчика подавались от единого приемника GPS. Такая схема исключала отличие ТИ, сформированных для приемника и передатчика, и полностью соответствует принципам амплифазометрических измерений, изложенных выше.

Вышеописанные измерения подтвердили работоспособность приемной системы, которая фиксировала как длительную взаимную стабильность ТИ, а также изменения фазы, имитирующей изменение приемного сигнала при пролете БПЛА над радаром.

## Литература

- [1] Р.В. Васильев А.Г. Сетов В.Л. Фролов К.Г. Ратовский А.Б. Белецкий А.В. Ойнац Ю.В. Ясюкевич, А.В. Медведев. Современный нагревный стенд для исследования ионосферы средних широт. Солнечно-земная физика. 2020. Т. 6. № 2
- [2] G. Virone, F. Paonessa, L. Ciorba, S. Matteoli, P. Bolli, Stefan J. Wijnholds, and G. Addamo. Measurement of the LOFAR-HBA beam patterns using an unmanned aerial vehicle in the near field. J.Astron.Telesc. Instrum.Syst. Jan-Mar 2022, Vol 8(1), pp. 011005-1-14.
- [3] R. Geise, A. Weiß, B. Neubauer, T. Fritz, R. Strauß, H. Steiner, F. Faul, T. Eibert, J. Honda, Near-field Inspection of Navigation Systems with UAVs – First Results from the NAVANT Project, ENRI Int.Workshop on ATM/CNS (EIWAC 2019), 2019 Tokyo, Japan.
- [4] O. M. Bucci, A. Capozzoli, and G. D’Elia, Diagnosis of array faults from far-field amplitude-only data, IEEE Trans. on AP, vol. 48, no. 5, pp. 647–652, May 2000. doi: 10.1109/8.855482.
- [5] А. В. Шиндин, А. В. Востоков, А. В. Першин, А.В. Ильмянов, А. А. Зеленев. Проект комплексной модернизации УНУ СУРА как нагревного стенда и диагностического комплекса. РРВ-29, 30.06 – 04.02. 2025, Казань.
- [6] S. Punzet et al., Fully Coherent UAV-Based Near-Field Measurement and Transformation of the S67-15 m Ground Station Antenna at the German Space Operations Center in Weilheim, 2022 16-th European Conference on Antennas and Propagation, 2022, pp. 1-5.

- [7] G. Virone et al, Antenna pattern verification system based on micro UAV, AP-Letters, Vol.13, 2014, pp.169-172.
- [8] Red Pitaya SDR Lab 122-16. Available online: <https://redpitaya.com/sdr-lab-122-16> (accessed on 19 September 2025).
- [9] ARM Cortex-A9. Available online: <https://developer.arm.com/ip-products/processors/cortex-a/cortex-a9> (accessed on 19 September 2025).
- [10] AMD Zynq 7000 SoC. Available online: <https://www.amd.com/en/products/adaptive-socs-and-fpgas/soc/zynq-7000.html> (accessed on 19 September 2025).
- [11] Активные фазированные антенные решетки, Радиотехника, 2004 г., с.488.
- [12] Available online <https://physik.co-i60.com/2022/02/leo-bodnar-fast-risetime-pulse-generator/>.
- [13] Методы измерения характеристик антенн СВЧ. М. Радио и связь, 1985, 368 с.

#### Annotation

A laboratory system for monitoring the state of the phased array of the NIRFI-NNGU SURA radar in the mode of its monochromatic radiation and reception of radar signals on an unmanned aerial vehicle, consisting of an SDR lab 122-16 receiver, an external clock generator and a synchronization system for these devices using specially designed thermostatically controlled quartz oscillators, is described. A Raspberry Pi 3B+ microcomputer with Ubuntu 20.04 LTS operating system is used as a control device in the receiving system. The signal is recorded using the GNU Radio 3.8 software package and a specially developed program. Interaction with the OS is carried out over a wireless Wi-Fi channel using the VNC protocol using a phone.

## **ПРИМЕНЕНИЕ В АПК АГРОДРОНОВ, С ПРИМЕНЕНИЕМ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА**

Студент 1-го курса института ИТиСС Денисевич Е.В., ст. преподаватель кафедры ИкТиСС Романов П.Н.  
Институт информационных технологий и систем связи – ГБОУ ВО НГИЭУ, Княгинино

### **Аннотация**

В условиях активной цифровизации аграрного сектора всё большее значение приобретают технологии точного земледелия, в основе которых лежат беспилотные летательные аппараты (БПЛА). В данной работе предложен нетрадиционный подход — управление сельскохозяйственными дронами (агродронами) посредством оптоволоконной линии связи. Такая система обеспечивает высокую устойчивость к внешним помехам, исключает возможность несанкционированного перехвата сигнала, минимизирует задержки и позволяет передавать большие объёмы информации в режиме реального времени — в отличие от стандартных радиоканалов, подверженных влиянию электромагнитных возмущений. Обоснован выбор комбинированного кабеля СЛ-ОЭК-У, а также предложена схема развертывания комплекса с использованием выносной мачты и мобильной платформы на прицепе. Внедрение оптоволоконных БПЛА способствует повышению эффективности агрообработки, снижению расхода воды и химических препаратов до 80 %, а также улучшению качества мониторинга посевов. Несмотря на ограничение мобильности из-за физической привязки дрона к наземной станции, технология демонстрирует высокий потенциал для решения локальных, но стратегически важных задач в сельском хозяйстве.

**Ключевые слова:** беспилотные летательные аппараты, сельское хозяйство, оптоволоконная связь, точное земледелие, агродроны, управление БПЛА, цифровая трансформация АПК.

### **Введение**

Современный агропромышленный комплекс стоит перед вызовом: необходимо не только повышать урожайность и производительность, но и одновременно снижать экологическую нагрузку. Одним из наиболее эффективных инструментов достижения этих целей являются беспилотные летательные аппараты. БПЛА позволяют выполнять широкий спектр задач — от детального мониторинга состояния посевов и анализа плодородия почвы до точечного внесения удобрений и средств защиты растений. Однако надёжность и эффективность таких систем напрямую зависят от качества канала связи между оператором и дроном.

Традиционно управление БПЛА осуществляется по радиоканалу, который подвержен воздействию электромагнитных помех, возможен перехват сигнала или его подавление. В условиях сельской местности, где функционирует мощная сельхозтехника, расположены линии электропередач и другие источники радиопомех, это может привести к потере управления и аварийным ситуациям. Альтернативным решением выступает применение оптоволоконной линии связи, обеспечивающей стабильную, защищённую и высокоскоростную передачу данных. В настоящей работе рассматривается возможность адаптации оптоволоконных технологий для сельскохозяйственных дронов и анализируется их практическая целесообразность.

### **Основная часть**

#### **1. Преимущества оптоволоконной связи при управлении БПЛА**

Использование оптического волокна в системах управления дронами обладает рядом значимых преимуществ:

- Помехоустойчивость. Оптоволоконный кабель не реагирует на электромагнитные поля, что особенно важно в условиях интенсивного радиопомех на полях.

- Скрытность передачи. В отличие от радиосигнала, оптоволоконно не излучает энергию в эфир, что делает систему невидимой для средств радиоэлектронной разведки и исключает риск перехвата информации.

- Высокая пропускная способность и низкая латентность. Современные оптоволоконные линии способны передавать данные со скоростью до 100 Гбит/с и выше, что позволяет в реальном времени транслировать видео в 4К-разрешении, данные с мультиспектральных и гиперспектральных сенсоров, а также оперативно передавать управляющие команды.

- Пожаро- и взрывобезопасность. Отсутствие электрического тока в волокне исключает искрение и короткие замыкания, что критично при работе с легковоспламеняющимися веществами, включая пестициды и гербициды.

#### **2. Применимость технологии в сельском хозяйстве**

Хотя оптоволоконные дроны изначально разрабатывались для военных и промышленных нужд, их потенциал в аграрной сфере также значителен:

- Мониторинг обширных территорий. С использованием выдвижной мачты и автоматической системы размотки кабеля можно охватывать площади до нескольких гектаров без потери качества связи.

-Точечное внесение агрохимикатов. На основе данных, полученных с борта дрона, возможно локальное применение удобрений и средств защиты растений только на повреждённых участках, что позволяет сократить расход химикатов на 17 %, а воды — до 80 %.

-Стабильная работа в сложных условиях. В зонах с плотной растительностью, вблизи высоковольтных линий или в условиях городской застройки радиосвязь часто нестабильна, тогда как оптоволоконный канал остаётся полностью работоспособным.

### **3. Техническая реализация решения**

Для реализации проекта был выбран усиленный комбинированный оптоэлектрический кабель марки СИ-ОЭК-У, содержащий оптические волокна стандарта G.652 и медные жилы для передачи электроэнергии на борт дрона. Это позволяет одновременно обеспечивать как управление, так и питание аппарата.

Для расширения зоны покрытия разработана мобильная платформа на прицепе, оснащённая выдвижной мачтой и автоматической системой намотки/размотки кабеля. Такой подход обеспечивает гибкость при перемещении между полями и быстрое развертывание комплекса.

Также обоснован переход от аккумуляторных дронов к моделям с бензиновыми двигателями: они обладают значительно большим временем автономного полёта и могут нести более объёмные резервуары для химикатов, что повышает общую производительность агрообработки.

### **4. Ограничения и пути их преодоления**

Главным недостатком оптоволоконных БПЛА является их физическая привязка к наземной станции, что ограничивает манёвренность и создаёт риск механического повреждения кабеля. Однако в условиях сельскохозяйственного производства, где обработка полей часто осуществляется по заранее спланированным маршрутам и в пределах ограниченных участков, данное ограничение не является критическим.

Для минимизации рисков применяются:

- прочные композитные материалы для оболочки кабеля;
- автоматизированные системы контроля натяжения и размотки;
- алгоритмы управления полётом, учитывающие длину и положение кабеля.

### **Заключение**

Интеграция оптоволоконных линий связи в сельскохозяйственные беспилотные комплексы открывает новые горизонты для развития точного земледелия. Несмотря на определённые технические сложности, преимущества данной технологии — высокая надёжность, информационная безопасность, минимальные задержки и экологическая эффективность — делают её перспективной для внедрения в аграрный сектор. Особенно актуально применение таких систем в задачах, требующих максимальной точности, конфиденциальности и устойчивости канала управления.

Внедрение оптоволоконных агродронов способствует снижению эксплуатационных затрат, уменьшению негативного воздействия на окружающую среду и повышению устойчивости агросистем в целом. Дальнейшие исследования следует направить на совершенствование конструкции кабельных систем, разработку единых стандартов совместимости оборудования и подготовку специалистов, способных эффективно эксплуатировать подобные высокотехнологичные комплексы.

### **СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Сергеев К. Беспилотники в сельском хозяйстве. // Ресурсосберегающее земледелие. — № 2. — 2013
2. БПЛА как основа земледелия ближайшего будущего. [Электронный ресурс] // Rusdrone.ru: сайт. URL: <https://rusdrone.ru/news/BPLAkakosnovazemledeliyablichzhayshegobudushchego>.
3. Брискер А.С., Гусев Ю.М., Ильин В.В. и другие. Спектральное уплотнение волоконно - оптических линий ГТС// Электросвязь, 2014, №1, с41-42.
4. Караев В.В., Нартикова Л.Г. Беспилотники в сельском хозяйстве. [Электронный ресурс] // Russiandrone.ru: сайт. URL: <https://russiandrone.ru/publications/bespilotniki-v-selskom-khozyaystve>.
5. Беспилотники в сельском хозяйстве. [Электронный ресурс] // Geomir.ru: сайт. URL: <https://www.geomir.ru/publikatsii/bespilotniki-v-selskomkhozyaystve>.

## **APPLICATION OF AGRICULTURAL DRONES IN THE AGRO-INDUSTRIAL COMPLEX USING OPTICAL FIBER**

Denisevich E.V.

**Abstract:** In the context of the active digitalization of the agricultural sector, precision farming technologies based on Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) are becoming increasingly important. This paper proposes a non-traditional approach — controlling agricultural drones via a fiber-optic communication link.

Such a system provides high resistance to external interference, eliminates the possibility of unauthorized signal interception, minimizes latency, and allows for the transmission of large volumes of information in real time — unlike standard radio channels, which are susceptible to electromagnetic disturbances. The choice of the combined cable SL-OEK-U is justified, and a deployment scheme for the complex using a remote mast and a mobile platform on a trailer is proposed. The implementation of fiber-optic UAVs contributes to increased efficiency of agricultural operations, reduction of water and chemical consumption by up to 80%, and improved crop monitoring quality. Despite the limitation in mobility due to the drone's physical tether to the ground station, the technology demonstrates high potential for solving local, yet strategically important tasks in agriculture.

**Keywords:** Unmanned Aerial Vehicles, agriculture, fiber-optic communication, precision farming, agricultural drones, UAV control, digital transformation of the agro-industrial complex.

# УСТРОЙСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТИ МИКРОСХЕМ В ПРОЦЕССЕ КОНТРОЛЬНЫХ ИСПЫТАНИЙ

инж. Денисюк А.А., проф., д.т.н. Пиганов М.Н., доц., к.т.н. Шопин Г.П.  
Самарский национальный исследовательский университет  
имени академика С.П. Королёва

**Аннотация.** В статье представлена структурная схема устройства для определения нагрузочной способности микросхем с использованием контроллера. Устройство позволяет определять нагрузочную способность испытуемой микросхемы в автоматическом и ручном (визуально, на экране осциллографа) режимах, производить функциональный контроль испытуемой микросхемы и обеспечивает «горячую» замену испытуемой микросхемы без отключения питания.

## Введение

В процессе проектирования (на этапах исследовательских и приёмочных испытаний) и производства цифровых интегральных микросхем (ИМС) с различными типами логики, а также при проведении автономных испытаний РТС, реализованных на основе таких ИМС, проводят контроль их основных параметров и характеристик. К наиболее сложным процессам относится контроль нагрузочной способности микросхем. Возникают проблемы воспроизводимости этой характеристики из-за недостаточной стабильности технологического процесса контроля, связанной с низкой «точностью» средств контроля.

Наибольшее распространение в бортовой РЭА получили цифровые интегральные микросхемы. Они имеют большую номенклатуру параметров [1-3], которые определяют надежность и эффективность функционирования аппаратуры [4]. Цель работы – повышение точности и достоверности определения нагрузочной способности.

## Нагрузочная способность

Нагрузочная способность  $n$  (коэффициент разветвления на выходе) характеризует максимальное число логических элементов (ЛЭ), аналогичных рассматриваемому, которые одновременно можно подключать к его выходу. Чем выше нагрузочная способность, тем меньшее число ЛЭ необходимо для построения сложной цифровой микросхемы. Однако увеличение нагрузочной способности ограничено, поскольку с ростом числа нагрузок ухудшаются другие основные параметры ЛЭ, главным образом статическая помехоустойчивость и быстродействие. Так, помехоустойчивость ЛЭ на биполярных транзисторах уменьшается с ростом числа нагрузок, так как увеличиваются выходные токи в обоих состояниях, а это приводит к снижению уровня напряжения  $U^1$  и повышению уровня напряжения  $U^0$ . Среднее время задержки сигнала возрастает вследствие увеличения емкости нагрузки. По этой причине в состав одной серии микросхем малой и средней степеней интеграции и в цифровых устройствах БИС вводят ЛЭ с различной нагрузочной способностью в диапазоне  $n$  от 4 до 50 элементов [4].

Нагрузочная способность определяется числом входов элементов нагрузок, которые можно подключить к выходу испытуемой микросхемы. Рисунок 1 иллюстрирует схему такого подключения [5].

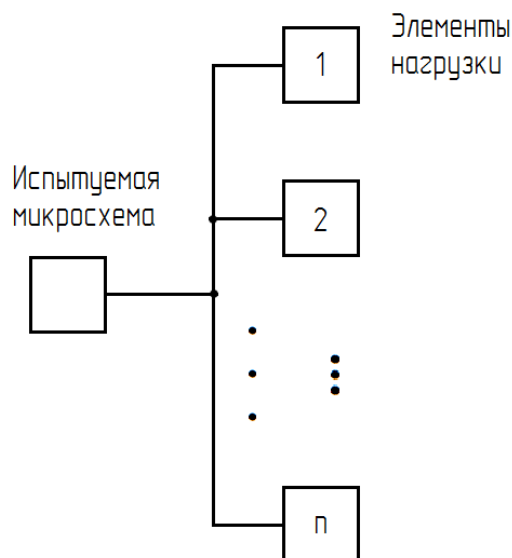


Рисунок 1. Подключение элементов нагрузки к испытуемой микросхеме

Данная схема определения нагрузочной способности поддается автоматизации, для этого требуется сделать элементы нагрузки «сопрягаемыми» с двоичным кодом, т.е. «вес» каждого разряда, начиная со второго, должен быть в 2 раза больше предыдущего (таблицы 1 и 2).

Таблица 1. Зависимость количества корпусов ИМС от числа элементов нагрузки

| Порядковый номер элемента нагрузки         | 1 | 2 | 3 | 4 | 5  | 6  | 7  | 8   |
|--------------------------------------------|---|---|---|---|----|----|----|-----|
| Количество логических элементов            | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 | 32 | 64 | 128 |
| Количество корпусов (4 элемента в корпусе) | 1 | 1 | 1 | 2 | 4  | 8  | 16 | 32  |

Таблица 2. Зависимость количества корпусов ИМС от разрядности

| Разрядность устройства                     | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6  | 7  | 8  |
|--------------------------------------------|---|---|---|---|---|----|----|----|
| Количество корпусов (4 элемента в корпусе) | 1 | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 | 32 | 64 |

#### Разработка устройства контроля

На рисунке 2 представлена структурная схема устройства для определения нагрузочной способности микросхем. Устройство содержит испытуемую микросхему 1, hot-swap ключ 2, мультиплексор 3, регистрационную защелку 4, элементы нагрузки 5, коммутатор 6, микроконтроллер 7, ЖК индикатор 8, клавиатура 9.

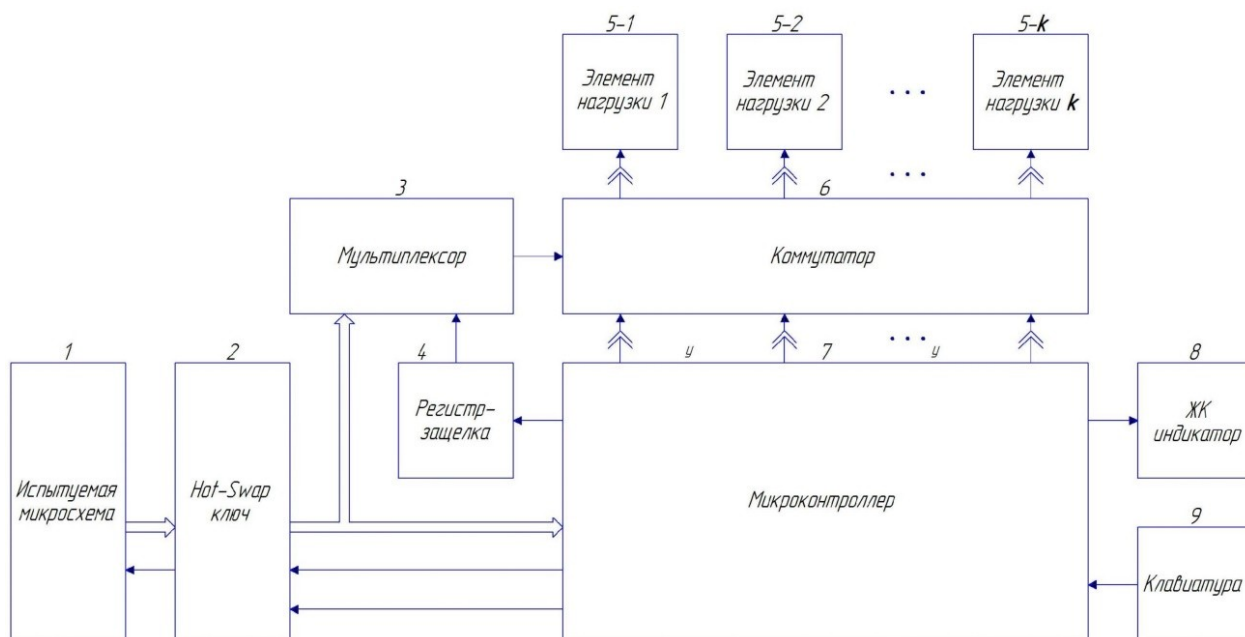


Рисунок 2. Структурная схема устройства для определения нагрузочной способности микросхем с использованием контроллера

Устройство позволяет определять нагрузочную способность испытуемой микросхемы 1 в автоматическом и ручном (визуально, на экране осциллографа) режимах, производить функциональный контроль испытуемой микросхемы 1 и обеспечивает «горячую» замену испытуемой микросхемы 1 без отключения питания.

При включении устройства либо замене микросхемы микроконтроллер 7 через hot-swap ключ 2 подключает испытуемую микросхему 1 к источнику питания и внутренним линиям связи. Затем автоматически производит полный функциональный контроль испытуемой микросхемы 1:

- последовательно подает на входы испытуемой микросхемы 1 все комбинации входных сигналов;
- считывает состояния выходов испытуемой микросхемы 1 и определяет сигнатуру;
- сравнивает сигнатуру испытуемой микросхемы 1 с заранее известными сигнатурами и, таким образом определяет и выводит на ЖК индикатор 8 функциональную схему испытуемой микросхемы 1;
- при несоответствии полученной сигнатуры эталонным микроконтроллер 7 через hot-swap ключ 2 отключает испытуемую микросхему 1 от источника питания и внутренних линий связи и на ЖК индикаторе 8 выводится предложение заменить микросхему.

В автоматическом режиме устройство позволяет определять нагрузочную способность как всей микросхемы, так и конкретного ее элемента по линейному методу и методу дихотомии (половинного деления):

- в зависимости от определенного функционального назначения испытуемой микросхемы 1 микроконтроллер 7 через hot-swap ключ 2 выставляет необходимые уровни на входы испытуемой микросхемы 1, для получения на выходе логической единицы.
- в зависимости от выбранного элемента либо всех элементов (в этом случае последовательно) микроконтроллер 7 записывает в регистр-защелку 4 код, необходимый для подключения требуемого выхода испытуемой микросхемы 1 через мультиплексор 3 ко входу коммутатора 6.
- при линейном методе микроконтроллер 7 с помощью коммутатора 6 последовательно увеличивает количество входов элемента нагрузки 5 при этом, измеряя напряжение на выходе испытуемого в данный момент элемента испытуемой микросхемы 1. При достижении порогового значения напряжения микроконтроллер 7 записывает в память значение полученного коэффициента нагрузки и напряжение на выходе испытуемого элемента. Если пороговое значение не было достигнуто, а количество подключенных выходов стало равным предустановленному значению, микроконтроллер 7 также записывает в память значение полученного коэффициента нагрузки и напряжение на выходе испытуемого элемента.
- при методе дихотомии микроконтроллер 7 с помощью коммутатора 6 подключает рассчитанное количество входов элементов нагрузки 5, измеряет напряжение на выходе испытуемого элемента и записывает в память значение полученного коэффициента нагрузки и напряжение на выходе испытуемого элемента.
- далее микроконтроллер 7 через hot-swap ключ 2 выставляет необходимые уровни на входы испытуемой микросхемы 1, для получения на выходе логического нуля и повторяет процедуры 2, 3 для линейного метода и 2, 4 для метода дихотомии.

- затем микроконтроллер 7 выбирает наименьшее значение коэффициента нагрузки и выводит его на ЖК индикатор 8.

- так же имеется возможность просмотреть подробные результаты испытания по каждому элементу и логическому уровню.

В ручном режиме устройство позволяет визуально, на экране осциллографа, наблюдать состояние выхода исследуемого элемента в статическом (высокий и низкий уровни) и динамическом (меандр с частотами 1Гц, 2Гц, 5Гц, 10Гц, 20Гц, 50Гц, 100Гц, 200Гц, 500Гц, 1кГц, 2кГц, 5кГц, 10кГц, 20кГц, 50кГц, 100кГц, 200кГц, 500кГц, 1МГц, 2МГц, 4МГц) режимах:

1. В зависимости от выбранного элемента микроконтроллер 7 записывает в регистр-защелку 4 код, необходимый для подключения требуемого выхода испытываемой микросхемы 1 через мультиплексор 3 ко входу коммутатора 6.

2. Выбранное количество нагрузки микроконтроллер 7 через коммутатор 6 подключает к выходу выбранного элемента.

3. На входы испытываемой микросхемы 1 через hot-swop ключ 2 подаются требуемые уровни (статический режим) или меандр заданной частоты (динамический режим).

4. Выбор режимов и параметров осуществляется с помощью клавиатуры 9.

5. ЖК индикатор 8 отображает текущие параметры, коэффициенты и напряжение на выходе исследуемого элемента (для динамического режима отображаются два напряжения – верхней и нижней площадки импульса).

### **Литература**

1. Тюлевин С.В., Пиганов М.Н., Еранцева Е.С. К проблеме прогнозирования показателей качества элементов космической аппаратуры // Надежность и качество сложных систем. 2014. № 1 (5). С. 9-17.
2. Сергеев В.А., Юдин В.В. Контроль качества цифровых интегральных микросхем по параметрам матрицы тепловой связи // Известия вузов. Электроника. 2009. № 6. С. 72-78.
3. Аваев Н.А., Наумов Ю.Е., Фролкин В.Т. Основы микроэлектроники. –М: Радио и связь, 1991. 122с.
4. Федоров В.К., Сергеев Н.П., Кондрашин А.А. Контроль и испытания в проектировании и производстве радиоэлектронных средств. М.: Техносфера, 2015. 504 с.
5. Фролкин В.Т., Попов Л.Н. Импульсные и цифровые устройства. –М: Радио и связь, 1992. 126 с.

Annotation. This article presents a block diagram of a device for determining the load capacity of microcircuits using a controller. The device allows for determining the load capacity of the microcircuit under test in automatic and manual (visually, on an oscilloscope screen) modes, performing functional testing of the microcircuit under test, and enables hot-swapping of the microcircuit under test without powering down.

# Использование современной элементной базы радиоэлектроники в системах автоматической калибровки мощности радиостанций

Каменев Р.С.

## Аннотация

В статье рассматривается влияние современной элементной базы радиоэлектроники на эффективность и точность систем автоматической калибровки мощности радиостанций. Проведён анализ современных компонентов, применяемых в измерительных и управляющих узлах, включая аналого-цифровые преобразователи, датчики мощности, микроконтроллеры и цифровые аттенюаторы. Представлены принципы построения автоматических систем калибровки мощности, их структура и алгоритм работы. Показано, что использование современной элементной базы позволяет значительно повысить точность, стабильность и быстродействие калибровочных процессов, а также сократить энергопотребление и габариты устройств.

Ключевые слова: элементная база радиоэлектроники, калибровка мощности, радиостанция, датчик мощности, микроконтроллер, автоматическая система.

## Введение

Современные радиостанции функционируют в условиях высокой плотности спектра, широких диапазонов частот и повышенных требований к стабильности выходных параметров. Одним из ключевых процессов, обеспечивающих корректную работу радиостанции, является калибровка выходной мощности. Точность этого параметра напрямую влияет на дальность связи, качество модуляции и электромагнитную совместимость оборудования. Традиционные методы калибровки, основанные на ручной настройке и аналоговых измерениях, обладают рядом недостатков — высокой трудоёмкостью, нестабильностью и зависимостью от человеческого фактора. В связи с этим актуальным направлением развития радиотехнических систем является переход к автоматическим системам калибровки мощности, использующим современные цифровые и интеллектуальные компоненты.

## Современная элементная база радиоэлектроники

Под современной элементной базой радиоэлектроники (СЭБРЭ) понимают совокупность интегральных, гибридных и дискретных компонентов, созданных с применением микро- и нанoeлектронных технологий. Развитие СЭБРЭ характеризуется высокой степенью интеграции, миниатюризацией, ростом быстродействия и надёжности.

Ключевые классы компонентов, применяемых в системах измерения и управления мощностью радиосигнала:

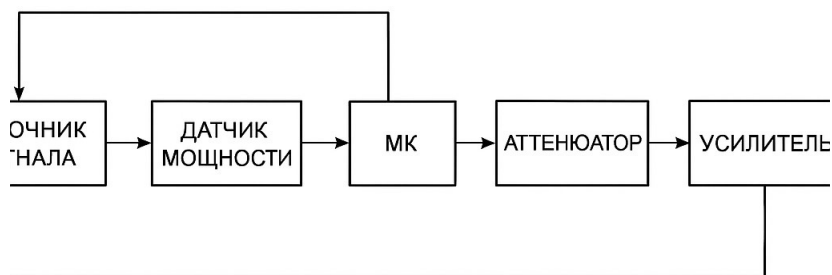
| Класс компонентов                      | Примеры                   | Функциональное назначение                   |
|----------------------------------------|---------------------------|---------------------------------------------|
| Датчики мощности                       | ADL5902, LT5538           | Измерение уровня СВЧ-сигнала                |
| Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) | ADS1115, MCP3208          | Цифровизация измеренных сигналов            |
| Микроконтроллеры / DSP                 | STM32, dsPIC33, ESP32     | Управление и цифровая обработка данных      |
| Цифровые аттенюаторы и усилители       | PE43711, HMC540           | Регулирование уровня выходного сигнала      |
| Цифровые потенциометры                 | MCP41xxx                  | Подстройка аналоговых цепей                 |
| ПЛИС / FPGA                            | Xilinx Spartan, Intel MAX | Быстрая реализация алгоритмов регулирования |

## Принцип работы системы автоматической калибровки мощности

Система автоматической калибровки мощности (САКМ) основана на принципе отрицательной обратной связи, обеспечивающем автоматическое поддержание уровня выходной мощности радиостанции в заданных пределах.

Общая структурная организация системы представлена на рисунке 1.

Система включает измерительный тракт, состоящий из датчика мощности и аналого-цифрового преобразователя (АЦП), управляющий модуль на базе микроконтроллера и исполнительный блок, реализованный в виде цифрового аттенюатора или управляемого усилителя. Между выходом усилителя и входом измерительного тракта реализована петля обратной связи, обеспечивающая автоматическую стабилизацию параметров мощности.



**Рисунок 1 – Структурная схема системы автоматической калибровки мощности радиостанции**

Рисунок 1 – Структурная схема системы автоматической калибровки мощности радиостанции  
Рисунок иллюстрирует взаимодействие измерительных, управляющих и исполнительных узлов системы, связанных контуром обратной связи.

Работа системы включает следующие этапы:

- 1)Измерение мощности. Выходной сигнал радиостанции поступает на датчик мощности, формирующий аналоговый сигнал, пропорциональный уровню выходной мощности.
- 2)Оцифровка сигнала. Аналоговый сигнал преобразуется в цифровую форму с помощью высокоточного АЦП, после чего данные передаются микроконтроллеру.
- 3)Сравнение и анализ. Микроконтроллер вычисляет отклонение текущего значения мощности от эталонного.
- 4)Регулирование мощности. При наличии отклонений управляющий сигнал направляется на цифровой аттенюатор или усилитель, который изменяет коэффициент передачи цепи.
- 5) Обратная связь. Обновлённое значение мощности снова измеряется, и процесс повторяется циклически до достижения заданной точности.

Алгоритм реализует замкнутый контур управления, где каждая итерация измерения и коррекции обеспечивает уменьшение ошибки и устойчивость работы при внешних возмущениях (например, изменении температуры или напряжения питания).

Практические испытания показали достижение точности калибровки до 10,1 дБ при времени отклика менее 100 мс, что подтверждает эффективность предложенного подхода.

Система автоматической калибровки мощности (САКМ) представляет собой замкнутую систему регулирования, в которой непрерывно осуществляется измерение и корректировка выходной мощности радиостанции. Общая структура САКМ включает: измерительный тракт (датчик мощности, усилитель, АЦП), вычислительный модуль (микроконтроллер или ПЛИС), исполнительное устройство (регулируемый усилитель или цифровой аттенюатор) и обратную связь.

Алгоритм работы САКМ:

1. Радиостанция формирует тестовый сигнал фиксированной частоты.
2. Датчик мощности измеряет уровень сигнала.
3. АЦП преобразует аналоговый сигнал в цифровой код.
4. Микроконтроллер сравнивает полученное значение с эталонным.
5. При отклонении от нормы система изменяет коэффициент усиления или ослабления.
6. Цикл повторяется до достижения заданной точности.

#### **Практическая реализация системы**

Для подтверждения эффективности предложенного подхода рассмотрен пример реализации САКМ на современной элементной базе. В состав прототипа входят: микроконтроллер STM32F303 (ядро ARM Cortex-M4), датчик мощности ADL5902, АЦП ADS1115, цифровой аттенюатор PE43711 и интерфейс связи UART. Результаты испытаний показывают диапазон измеряемой мощности 0...+40 дБм, среднюю ошибку  $\pm 0,15$  дБ, время калибровки менее 100 мс и температурную стабильность  $\pm 0,05$  дБ в диапазоне – 40...+85 °С.

#### **Заключение**

Использование современной элементной базы радиоэлектроники в системах автоматической калибровки мощности радиостанций является ключевым фактором повышения точности, стабильности и надёжности радиоэлектронных устройств. Применение цифровых датчиков мощности, высокоточных АЦП и интеллектуальных микроконтроллеров обеспечивает переход от ручных процедур к полностью автоматизированным системам. Перспективными направлениями развития являются интеграция

алгоритмов искусственного интеллекта, применение систем на кристалле (SoC) и FPGA, а также реализация удалённой диагностики и самокалибровки.

### Список литературы

1. Горбунов В. И., Кузнецов А. С. Современная элементная база радиоэлектроники. — М.: Техносфера, 2023.
2. Analog Devices. ADL5902: RF Logarithmic Detector/Controller Datasheet. — 2022.
3. Texas Instruments. ADS1115: 16-Bit ADC with I<sup>2</sup>C Interface. — 2023.
4. Пономарёв Д. А. Системы автоматической калибровки мощности радиопередающих устройств // Радиотехника. — 2022. — №5. — С. 34–41.
5. STMicroelectronics. STM32F3 Series Reference Manual. — 2024.
6. IEEE Std 145-2013. IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas and Radio Systems.
7. Кудряшов С. Н. Интеллектуальные измерительные системы радиотехнических комплексов // Измерительная техника. — 2021. — №9. — С. 11–16.

### Принцип работы системы автоматической калибровки мощности (расширенное описание)

Система автоматической калибровки мощности (САКМ) работает на основе принципа отрицательной обратной связи, что позволяет поддерживать уровень выходной мощности радиостанции в заданных пределах. Работа системы включает следующие этапы:

1. **\*\*Измерение мощности.\*\*** Выходной сигнал радиостанции поступает на датчик мощности, формирующий аналоговый сигнал, пропорциональный уровню мощности.
2. **\*\*Оцифровка сигнала.\*\*** Аналоговый сигнал преобразуется в цифровую форму с помощью высокоточного АЦП.
3. **\*\*Сравнение и анализ.\*\*** Микроконтроллер сравнивает текущее значение с эталонным и вычисляет отклонение.
4. **\*\*Регулирование мощности.\*\*** При необходимости микроконтроллер управляет цифровым аттенуатором или усилителем, корректируя уровень сигнала.
5. **\*\*Обратная связь.\*\*** Процесс повторяется циклически, обеспечивая автоматическую стабилизацию мощности с высокой точностью.

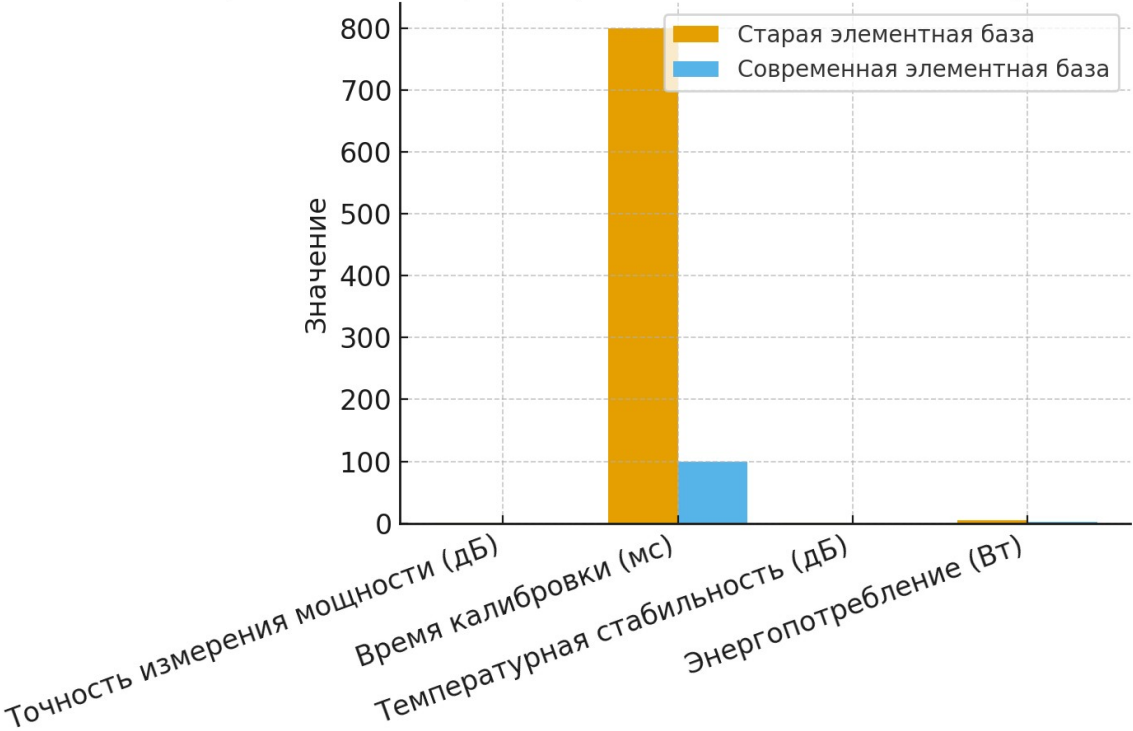
Использование современной элементной базы позволяет существенно повысить точность, уменьшить время реакции системы и обеспечить устойчивую работу при колебаниях температуры и напряжения питания. Благодаря интеграции микроконтроллеров с цифровой обработкой сигналов (DSP) достигается точность до  $\pm 0,1$  дБ при времени отклика менее 100 мс.

### Сравнительный анализ эффективности системы

| Параметр                         | Старая элементная база | Современная элементная база |
|----------------------------------|------------------------|-----------------------------|
| Точность измерения мощности (дБ) | 1.5                    | 0.15                        |
| Время калибровки (мс)            | 800.0                  | 100.0                       |
| Температурная стабильность (дБ)  | 0.3                    | 0.05                        |
| Энергопотребление (Вт)           | 5.0                    | 2.0                         |

### Графическое сравнение характеристик

Сравнение характеристик системы калибровки и



# **ВЫБОР МИКРОСХЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ БОРТОВОГО КОММУТАТОРА СИГНАЛОВ**

асп. Лупцов А.А., проф., д.т.н. Пиганов М.Н., асп. Андросов С.В.

Самарский национальный исследовательский университет  
имени академика С.П. Королёва

Аннотация. Проведён анализ основных требований к микросхемам (ИМС), выполняющим функции усиления электрического сигнала. Рассмотрены стандарт WiMAX и другие стандарты беспроводной связи. Выбор оптимального варианта микросхемы высокочастотного усилителя для бортового коммутатора сигналов проводился на основе сравнительной оценки ИМС по коэффициенту усиления, напряжению питания, токопотреблению, величине входного тока, типу корпуса, а также с учётом общеизвестных критериев, результатов экспериментальных исследований, частных технических требований и ограничений. Для использования в составе бортового коммутатора была рекомендована микросхема типа AD8354. Проведён системный анализ электрических, схемосистемотехнических и конструктивно-технологических параметров этой ИМС. В докладе рассмотрены вопросы модернизации архитектуры данного типа микросхем.

## **Введение**

В бортовых радиоэлектронных системах и комплексах широко используются управляющие устройства (УУ) [1]. Среди них наиболее востребованы коммутаторы сигналов радиочастотного (РЧ) и микроволнового (МКВ) трактов. Известные коммутаторы имеют во многих случаях относительно низкое быстродействие и большие прямые потери в открытых каналах [2]. Вопросы моделирования и проектирования основных элементов коммутатора сигналов рассмотрены в работах [3, 4]. При этом частично решены вопросы быстродействия. Однако не до конца решены вопросы выбора переключающих и усилительных микросхем.

Целью данной работы является выбор микросхемы высокочастотного усилителя для бортового радиоэлектронного комплекса.

## **Краткое описание структуры коммутатора**

Для дальнейшего анализа и исследования была выбрана структура коммутатора, описанная в работе [3]. Основным узлом коммутатора является матрица переходов  $4 \times 4$ , которая обеспечивает переключение 4-х антенн с четырёх входов на любой из четырёх выходов. Коммутатор должен иметь малые массогабаритные характеристики, модульную конструкцию, возможность реализации по VPX технологии [5], низкое время переключения каналов (не более 50 нс), малые прямые потери в открытых каналах (1,4 ... 2дБ).

## **Анализ основных требований к усилителям**

Линейные усилители мощности являются неотъемлемым элементом практически всех систем беспроводной связи, включая стандарты с широкой полосой пропускания и сложными типами модуляции (например, QAM и OFDM). Линейность таких усилителей критически важна для сохранения спектральной чистоты сигнала, обеспечения корректной демодуляции на стороне приёма, а также для минимизации интермодуляционных искажений, гармонических составляющих и побочных излучений, способных нарушать работу смежных каналов.

Обеспечение высокой линейности в условиях работы на высоких частотах (особенно в диапазонах СВЧ и выше) представляет собой серьёзную научную и инженерную задачу. Это связано с рядом факторов: нелинейной характеристикой активных компонентов, изменением параметров при термических и нагрузочных воздействиях, а также необходимостью сохранения эффективности работы усилителя в условиях ограниченного энергопотребления.

На сегодняшний день благодаря прогрессу в области полупроводниковых технологий (включая GaAs, GaN и LDMOS) и цифровой схемотехники разработаны современные архитектурные решения, позволяющие достичь компромисса между линейностью, КПД и интегрируемостью усилителей.

Среди различных классов усиления наилучшие показатели линейности демонстрируют усилители класса А, поскольку активный элемент в них работает в линейной области на протяжении всего периода входного сигнала. Однако такой подход сопряжён с низким коэффициентом полезного действия: даже в

теоретически идеальных условиях КПД усилителей класса А не превышает 50%, а в реальных схемах может опускаться до (20 ... 30)% в зависимости от режима работы и согласования.

С целью увеличения эффективности без существенной потери в линейности широко применяются усилители класса АВ, в которых активный элемент проводит ток более половины, но менее полного периода сигнала. Эти усилители обеспечивают приемлемую линейность в широкой области входных амплитуд, что позволяет избежать характерных искажений, присущих двухтактным схемам класса В. При этом ток покоя в усилителях класса АВ существенно ниже, чем в классе А, что способствует снижению тепловых потерь.

Коэффициент полезного действия усилителей класса АВ в идеальных условиях может достигать 78,5%, однако в реальных приложениях он чаще варьируется в диапазоне (25 ... 40)%, в зависимости от условий согласования, уровня модуляции и режима работы. Именно поэтому в современных радиоэлектронных устройствах, включая сотовые телефоны, базовые станции, Wi-Fi маршрутизаторы и IoT-устройства, подавляющее большинство интегральных усилителей мощности реализовано по архитектуре класса АВ как наиболее сбалансированному решению по критериям линейности, энергоэффективности и технологической реализуемости.

В современных передающих радиочастотных устройствах в подавляющем большинстве случаев применяются интегральные схемы (ИМС) усилителей мощности (УМ), за исключением высокомошных решений, реализуемых на дискретных высокочастотных транзисторах. Наибольшее распространение среди ИМС УМ получили схемы, работающие в режиме класса АВ, поскольку он представляет собой компромисс между линейностью и энергетической эффективностью.

Для реализации активных элементов в этих усилителях чаще всего используются перспективные полупроводниковые материалы, такие как арсенид галлия (GaAs), фосфид индия-галлия (InGaP) и кремний-германий (SiGe), благодаря их улучшенным ВЧ-параметрам — высокой подвижности носителей заряда, широкому запрещенному диапазону и термостойкости. Типичная выходная мощность таких микросхем находится в диапазоне от 15 до 28 дБм (31,6–630 мВт), что делает их оптимальными для применения в системах ближнего и среднего радиуса действия, включая Wi-Fi, Bluetooth, WiMAX и другие стандарты беспроводной связи.

Современные тенденции в проектировании беспроводных устройств всё более склоняются в сторону использования интегральных решений для радиочастотного тракта. Это объясняется рядом неоспоримых преимуществ, среди которых: компактность, улучшенная повторяемость характеристик, снижение стоимости сборки и упрощение компоновки печатной платы. Тогда как ранее реализация малошумящего усилителя (LNA), усилителя мощности (УМ), переключателя приём-передача (Tx/Rx switch) и согласующих элементов требовала отдельного проектирования и значительного пространства на плате, современная элементная база позволяет объединить все эти компоненты в одном корпусе.

Примером подобного интеграционного подхода может служить двухдиапазонная РЧ-микросхема AWL9966 компании Anadigics, предназначенная для работы на частотах 2,4 ГГц и 5 ГГц. В её состав входят:

- малошумящий усилитель (LNA);
- усилитель мощности (PA);
- Tx/Rx переключатель;
- согласующие цепи и фильтры;
- встроенный РЧ-переключатель для Bluetooth, обеспечивающий совместное использование одной антенны без необходимости внешнего переключения.

Все вышеперечисленные функциональные узлы размещаются в компактном корпусе размерами  $4 \times 4 \times 0,6$  мм.

Блок-схема микросхемы ВЧ-блока ВЧ-тракта AWL9966 приведена на рисунке 1.

При функционировании в соответствии со стандартом IEEE 802.11a, использующим частоту 5 ГГц, выходная мощность микросхемы на выходе линейного усилителя достигает 18 дБмВт, при этом ток потребления составляет 160 мА. Амплитудная погрешность вектора ошибки (EVM, Error Vector Magnitude) при этом зафиксирована на уровне 3%, что соответствует требованиям к качеству сигнала в данной категории устройств.

Для режима 802.11g, функционирующего на частоте 2,4 ГГц, достижимы следующие параметры: выходная мощность – 20 дБмВт, ток потребления – 190 мА, а значение EVM сохраняется на уровне 3%, обеспечивая стабильную модуляцию и надежную передачу данных.

В обоих режимах коэффициент линейного усиления составляет 31 дБ, что позволяет гарантировать устойчивую передачу сигнала при минимальных искажениях.

Коэффициент шума входного тракта составляет 2,6 дБ при работе на частоте 2,4 ГГц с усилением 12 дБ и 3,0 дБ – при частоте 5,5 ГГц с усилением 14 дБ, что свидетельствует о хороших характеристиках по чувствительности приёма в различных диапазонах.

Для режима Bluetooth, использующего ту же частоту 2,4 ГГц, затухание в тракте передачи/приёма не превышает 0,8 дБ, что особенно важно для энергоэффективных приложений ближней связи с ограниченными энергетическими бюджетами.

Интеграция всех перечисленных характеристик в одной микросхеме позволяет существенно сократить затраты времени на проектирование радиочастотных модулей, снизить количество необходимых внешних компонентов и, как следствие, уменьшить общую себестоимость решений. Высокая степень интеграции в сочетании с широким рабочим диапазоном частот и стабильными параметрами делает данную микросхему особенно привлекательной для использования в современных беспроводных устройствах. Основными параметрами усилителей являются коэффициенты усиления по напряжению  $K_U$ , по току  $K_I$ , по мощности  $K_P$ , а также его входное и выходное сопротивления

Исходя из требований технического задания необходимо выбрать усилитель, работающий при постоянном напряжении 3,3 В и частоте 2,4 ГГц.

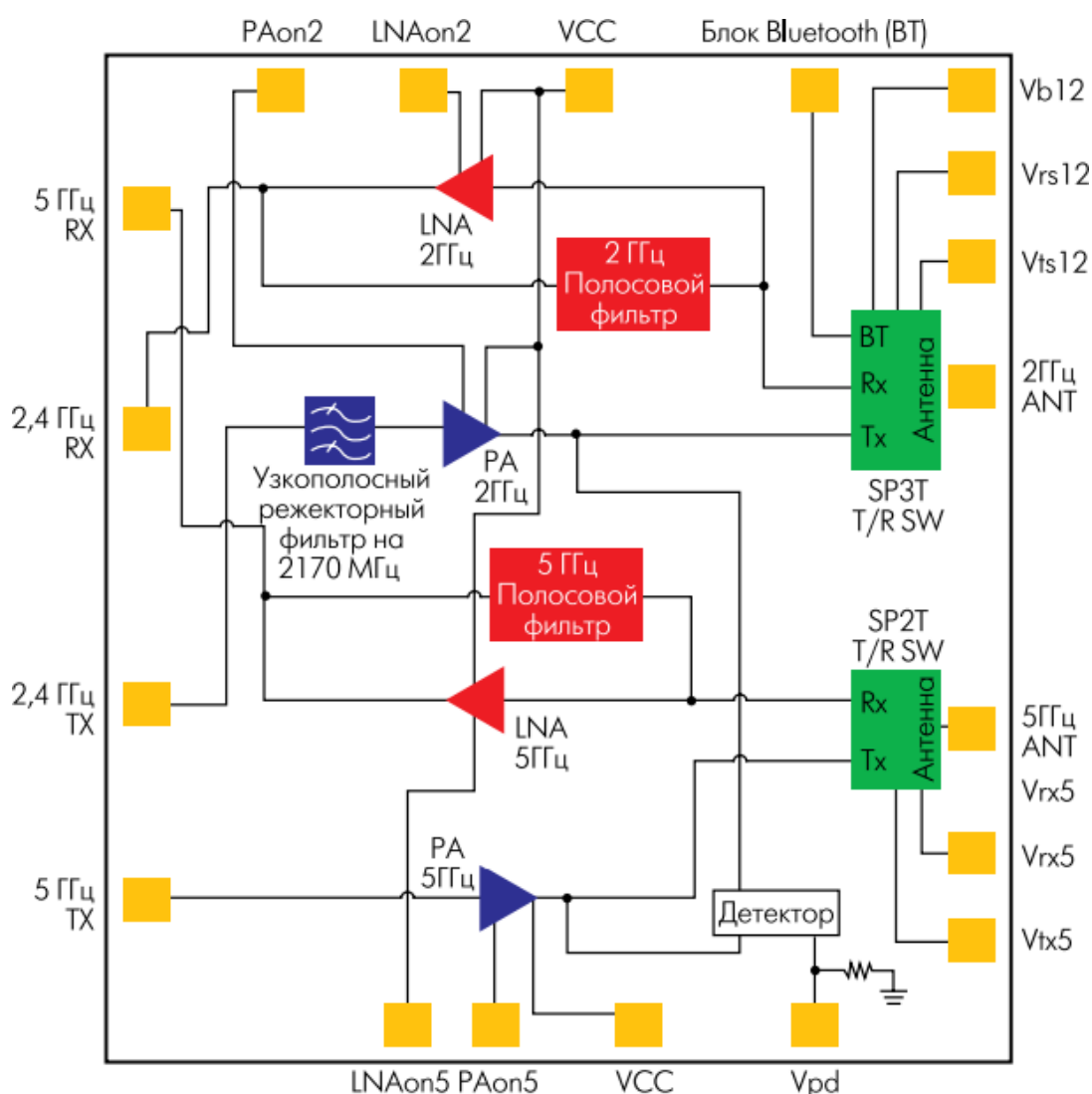


Рисунок 1. Блок-схема микросхемы ВЧ-блока ВЧ-тракта AWL9966

### Выбор оптимального варианта микросхемы ВЧ-усилителя

Основные характеристики известных микросхем приведены в таблице 1.

Таблица 1. Микросхемы-усилители и их параметры

| Наименование | Коэф. усиления, дБ | Входной ток | Потери на выходе, дБ | Коэф. шума, дБ | Напр. питания, В | Тип корпуса |
|--------------|--------------------|-------------|----------------------|----------------|------------------|-------------|
| AD8354       | 17,1               | 16-31 мА    | 14,6                 | 5,4            | 3; 5             | 8-LFCSP     |
| SGA2463Z     | 17,1               | 17-23 мА    | 22,4                 | 3,0            | 2,4 – 3,0        | SOT-363     |
| ISL55007     | 17,1               | 20,7 мА     | 12,9                 | 3,8            | 3,3              | SC-88       |
| SGA-0363     | 17,2               | 9-13 мА     | 17,0                 | 3,0            | 2,5              | SOT-323-6   |

Анализ характеристик ИМС, приведенных в таблице 1 с учетом коэффициента усиления, типа корпуса, токопотребления, напряжения питания и величины входного тока, а также с учётом общеизвестных критериев [6], результатов экспериментальных исследований, частных технических требований и ограничений показывает, что наиболее оптимальной для ВЧ усилителя микросхемой является ИМС AD8354. Рассмотрим подробнее характеристики данной ИМС.

AD8354 – широкополосный линейный усилитель с фиксированным коэффициентом усиления, который работает на частотах от 1 МГц до 2,7 ГГц. Данная ИМС предназначена для использования в самых разных беспроводных устройствах, включая сотовые, широкополосные, CATV и LMDS / MMDS приложения.

Используя преимущества высокой производительности ADI, дополняющий суббиполярный процесс, эта микросхема обеспечивает отличную стабильность над процессом усиления сигнала, температурой и электропитанием. Данный усилитель имеет несимметричные аналоговые входы с внутренним сопротивлением 50 Ом, потерями на выходе более 10 дБ по всему диапазону рабочих частот.

AD8354 обеспечивает линейную выходную мощность почти 4,3 дБм с коэффициентом усиления 20 дБ на частоте 900 МГц при напряжении питания 3 В.

Внешний радиочастотный дроссель подключен между источником питания и выходным выводом. Значение входного постоянного тока составляет 24 мА. На частоте 900 МГц, выходной трекинг третьего порядка (OIP3) превышает 18 дБм; на частоте 2,7 ГГц OIP3 составляет 14 дБм.

Показатель шума сигнала составляет 4,2 дБ при частоте 900 МГц, обратное сопротивление - 33 дБ при той же частоте. AD8354 также может работать с блоком питания 5 В. В данном случае отпадает необходимость во внешнем индукторе. При этом ИМС AD8354 обеспечивает коэффициент усиления 20 дБ при частоте 900 МГц. Ток питания постоянного тока составляет 26 мА. На частоте 900 МГц, OIP3 больше 19 дБм; при 2,7 ГГц, OIP3 составляет 15 дБм. Показатель шума составляет 4,4 дБ при 900 МГц. Обратное сопротивление составляет 33 дБ.

AD8354 изготовлена на основе патентов ADI. Имеет высокую производительность, комплементарный Si<sub>3</sub> биполярный IC-процесс. AD8354 обладает низким тепловым сопротивлением, что позволяет эффективно охлаждать микросхему пассивным методом при нагрузке. Диапазон рабочей температуры данной ИМС: – 40 °C ... + 85 °C.

Схема подключения ИМС AD8354 приведена на рисунке 2. На рисунке 3 приведены габариты данной микросхемы.

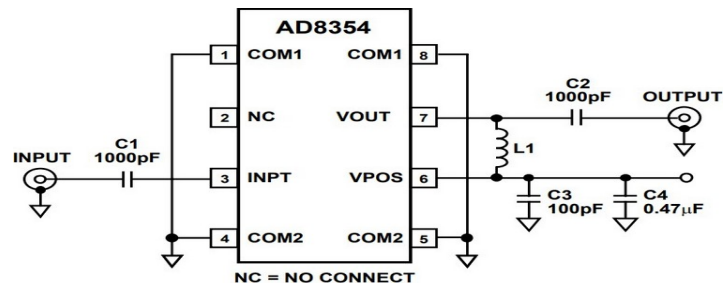


Рисунок 2. Схема подключения усилителя AD8354

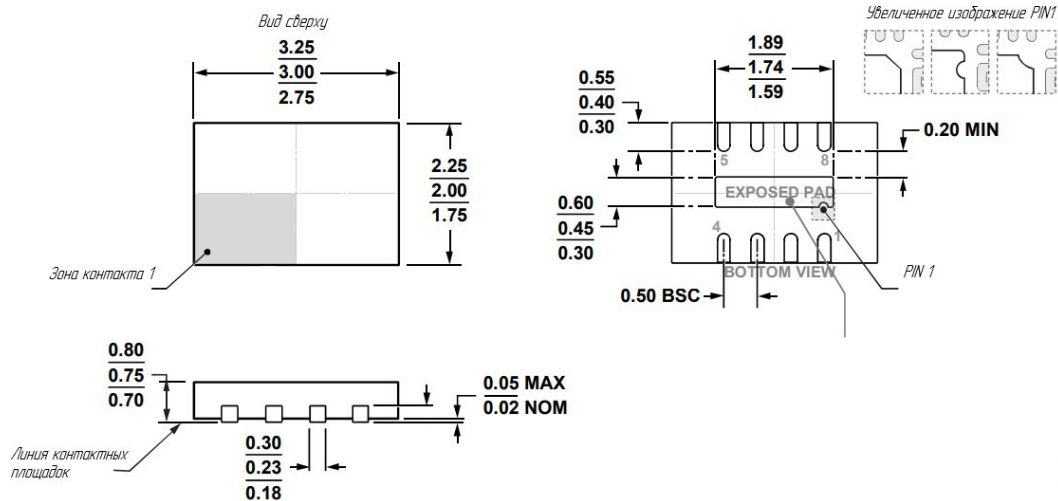


Рисунок 3. Габариты микросхемы AD8354

В докладе рассмотрены вопросы модернизации архитектуры данного типа ИМС, структуры кристалла, технологического маршрута изготовления на российской технологической платформе.

### Заключение

На основе проведенного сравнительного анализа характеристик известных микросхем, выполняющих функции усиления для бортового коммутатора сигналов радиоэлектронного комплекса выбрана микросхема ВЧ-усилителя типа AD8354..

Рассмотрены вопросы модернизации архитектуры данного типа ИМС структуры кристалла, технологического маршрута изготовления на российской технологической платформе.

### Литература

1. Кукарин С.В. Электронные СВЧ-приборы. – М.: Радио и связь, 1981. 328 с.
2. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: Связь. 1971. 360 с.
3. Маклашов В.А., Пиганов М.Н., Петров М.В. Моделирование матриц переходов и полосковых линий СВЧ коммутатора // Сборник трудов ИТНТ-2019. Т.3. Математическое моделирование физико-технических процессов и систем. – Самара: Новая техника. 2019. С. 199-206.
4. Maklashov, V.A. Simulation of transition matrix and strip lines of microwave switch / V.A. Maklashov, M.N. Piganov, Petrov M.V. // Journal of Physics: Conference Series. Electronic edition. IV International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT-2019. - 2019. Ser. 1368. 042049. Режим доступа: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1368/4/042049>
5. Маклашов В.А. Модульная технология VPX в технике РЭБ // Радиотехника. 2016. №1. С. 28-31.
6. Пиганов М.Н. Технологические основы обеспечения качества микросборок: учеб. пособие. Гриф УМО вузов России. – Самара: Самар. гос. аэрокосм. ун-т. 999. 231 с.

## Модернизация вторичного источника питания для блока электронного управляемого привода

Студент Сазанов А.А.

Арзамасский политехнический институт

Аннотация:

Предложена модернизация блока. Были приведены основания для модернизации и рассмотрен конкретный пример.

Назначение блока:

- обеспечение питанием чувствительного элемента – гироскопа;
- преобразования и усиления сигналов датчика гироскопа по двум каналам;
- преобразования и усиления по мощности внешних сигналов постоянного тока для управления гироскопом.

С течением времени требования, предъявляемые к блоку изменились и появился смысл в его модернизации.

Целью работы является изменение составляющих блока и обоснование замены элементов, входящих в него.

В качестве автогенератора выступает импульсный источник питания (ИИП).

Импульсные источники питания (ИИП) — это устройства, которые преобразуют входное напряжение переменного тока в стабилизированное напряжение постоянного тока, необходимое для питания электронных устройств. В отличие от традиционных линейных источников, ИИП работают на принципе высокочастотного переключения (коммутации) силовых ключей (транзисторов или MOSFET).

Основные компоненты:

Выпрямитель — преобразует переменное напряжение сети в пульсирующее постоянное напряжение (обычно используется диодный мост).

Фильтр — сглаживает пульсации напряжения после выпрямителя, используя конденсаторы большой ёмкости.

Преобразователь (инвертор) — преобразует постоянное напряжение в высокочастотное переменное напряжение с помощью транзисторов, работающих в ключевом режиме (включено/выключено).

Трансформатор — обеспечивает гальваническую развязку между входной сетью и выходной цепью, а также понижает или повышает напряжение до требуемого уровня.

Схема управления — контролирует работу преобразователя, регулируя выходное напряжение и обеспечивая его стабилизацию.

Принцип работы:

Процесс преобразования напряжения в ИИП включает несколько этапов:

Выпрямление — переменное напряжение сети преобразуется в пульсирующее постоянное напряжение диодным мостом.

Фильтрация — пульсации напряжения сглаживаются с помощью конденсаторов.

Преобразование — постоянное напряжение преобразуется в высокочастотное переменное напряжение с помощью инвертора.

Трансформация — высокочастотное переменное напряжение преобразуется трансформатором до требуемого уровня.

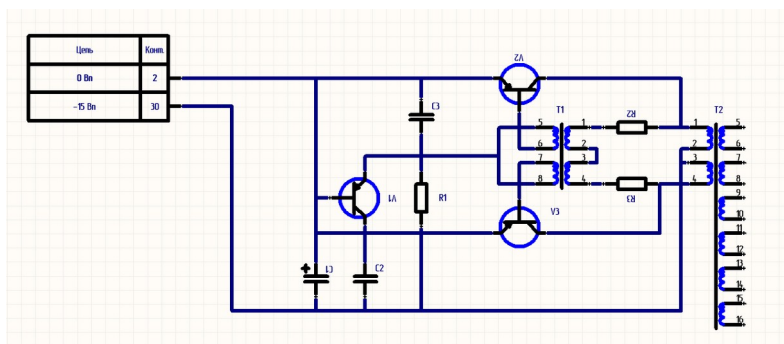


Рисунок 1 – Схема автогенератора

Автогенератор установленный в блоке имеет ряд определённых недостатков:

- не обеспечивает стабильную частоту, кроме того подвержен воздействию влажности и температуры;
- падение напряжения на транзисторах;
- постоянная работа трансформатора в режиме насыщения;

- необходимость обеспечения теплоотвода для защиты от перегрева;
- необходимость в намотке дополнительного трансформатора (Т2).

С учётом вышеперечисленных недостатков была произведена замена автогенератора на ШИМ-контроллер.

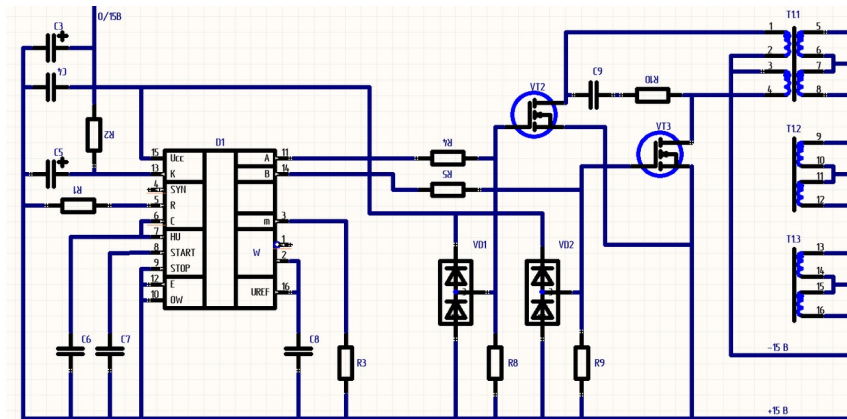


Рисунок 2 – ШИМ-контроллер

Преимущества этой замены:

- обеспечение стабильной частоты работы;
- не нужно использовать дополнительный трансформатор;
- возможность добавления обратной связи по напряжению;
- использование полевых транзисторов вместо биполярных;

Замена биполярных транзисторов на полевые, несомненно, является преимуществом. Полевые транзисторы работают в ключевом режиме с очень низким сопротивлением открытого канала. Из этого следует, что потери напряжения на транзисторах будут минимальны. Кроме того, с этой заменой пропадёт перегрев, и не понадобится теплоотвод.

### Литература

1. Коростелин А.В. «Импульсные источники питания. Элементная база, архитектура и ремонт», 2020.
2. Вахтин В. Е. Лебедев Е. С. Шенин К. А. Нестеров Д. Р. «Основные топологии импульсных источников питания», 2023.
3. Орёл Е. А. «Совершенствование высоковольтного источника вторичного питания, работающего на импульсную нагрузку» (журнал «Материаловедение. Энергетика», 2020).
4. Статья Борисова П. А., Драницына А. В. «Импульсный источник электропитания с коррекцией коэффициента мощности»
5. Мартынов А. А. «Проектирование импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения в постоянное напряжение» (СПб.: ГУАП, 2011).
6. Беляева Ю. В., Пащенко М. С., Рыбалкиной В. А. «Расчёт импульсных стабилизаторов напряжения: задания и методические указания к курсовой работе» (Дальневосточный федеральный университет, 2024).

### Modernization of the secondary power supply for the electronic controlled drive unit

Student Sazanov A.A.

Arzamas Polytechnic Institute

Annotation:

An upgrade of the unit has been proposed. The reasons for modernization were given and a specific example was considered.

# РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕЦИЗИОННОГО ТРЁХКОМПОНЕНТНОГО МАГНИТОМЕТРА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ МАГНИТНОГО КУРСА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Студент Сударев Е.В.

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева,  
Арзамасский политехнический институт (филиал) студент  
Россия, Нижегородская обл., г. Арзамас

Представлен опыт разработки трёхкомпонентного магнитного датчика на основе феррозондового преобразователя, предназначенного для формирования магнитного курса летательного аппарата. Описаны работа феррозонда, структура и обобщённая структурная схема магнитометра. Приведены основные технические характеристики разработанного магнитного датчика.

**Введение.** Направление полета каждого летательного аппарата характеризуется углом курса. При создании систем навигации и ориентации важнейшим требованием является точное определение магнитного курса – угла, между северным направлением магнитного меридиана и продольной оси самолета. Определить магнитный курс в самолетостроении позволяет магнитный датчик (далее – магнитометр) [1]. В настоящее время в жестких условиях импортозамещения возникла необходимость разработки отечественного магнитного датчика, отвечающего высоким требованиям по точности и массогабаритным показателям. В работе представлен опыт разработки трехкомпонентного магнитометра со встроенным процессором для обработки и выдачи информации.

**Опыт разработки трехкомпонентного магнитометра.** В качестве магниточувствительных элементов магнитометра используется классическая конструкция в магнитометрии – триада феррозондов (по одному феррозонду на каждую из осей датчика: X, Y и Z) [2]. Феррозонд (рис. 1) является преобразователем типа «магнитный поток – индуктивность», обладающим сравнительно малым током потребления, и состоящий из обмотки возбуждения, обмотки съема и обмотки обратной связи. Феррозонд имеет два сердечника, изготавливаемых из материала с повышенной магнитной проницаемостью – 81НМА. Выбор этого материала обусловлен лучшими характеристиками по сравнению с другими материалами: амплитуда второй гармоники более 80 мВ при магнитном поле  $B = 44000$  нТл, уход смещения нуля от температуры (от минус 60 °С до +70 °С) не более 7 мВ, а также сохраняется повторяемость параметров сердечников от партии к партии.

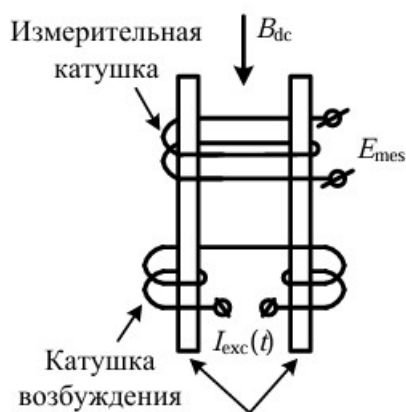


Рис. 2. Феррозонд с двумя сердечниками

Одна из обмоток подключена к источнику переменного тока (напряжение  $U_1$ ) и служит для подмагничивания сердечников. Эта обмотка наложена на каждый из сердечников и образует цепь, по которой проходит переменный ток  $i_1$ . Вторая обмотка, охватывающая оба сердечника, является сигнальной. В ней возникает сигнальное напряжение  $U_2$ , которое определяется законом электромагнитной индукции:

$$U_2 = - \frac{d\Phi_c}{dt}, \quad (1)$$

где:  $\Phi_c$  – поток магнитной индукции (полезного сигнала), зависящий от вектора  $H$  магнитной индукции поля Земли.

Величина  $\Phi_c$  характеризуется выражением:

$$\Phi_c = m \mu H \cos k, \quad (2)$$

где  $m$  – конструктивный коэффициент;  $\mu$  – магнитная проницаемость сердечника;  
 $H$  – магнитная индукция поля Земли;  $k$  – угол ориентации сердечника (курс).

Такой выбор магниточувствительных элементов обусловлен высокой надежностью, оптимальной магнитной чувствительностью, способностью измерять быстроменяющееся магнитное поле и высоким температурным диапазоном, что является существенными достоинствами при разработке приборов и систем ориентации и навигации летательных аппаратов. Форма сигнала возбуждения феррозонда – прямоугольная. Прямоугольный сигнал снижает влияние паразитных емкостей и индуктивностей в обмотках феррозонда, поскольку время переключения между состояниями насыщения меньше, чем при использовании синусоидального сигнала. Еще одним преимуществом является более четкий сигнал так как резкий переход из одного состояния насыщения в другое создает более четкий и выраженный сигнал второй гармоники, который используется для измерения магнитного поля. Анализ чувствительности при возбуждении сигналом прямоугольной формы показывает, что на второй гармонике чувствительность больше чем чувствительность при возбуждении сигналом синусоидальной формы в 2 раза [3]:

$$S_{\Sigma s} \approx \sum_{g=1}^3 |S_{[2g]s}| \approx 22 \times s w_2 a_3 \omega H_{exc.m}^2, \quad (3)$$

где  $g$  – номер гармоники в сигнале возбуждения;  $s$  – площадь поперечного сечения сердечника из материала 81НМА;  $w_2$  – число витков в измерительной обмотке феррозонда;  $a_3$  – коэффициент аппроксимации  $B = f(H)$ ;  $\omega$  – частота тока возбуждения;  $H_{exc.m}$  – напряженность магнитного поля.

Модуль обрабатывающей электроники конструктивно состоит из двух печатных плат преимущественно на отечественной элементной базе, с использованием бескорпусных элементов. Это необходимо для исключения магнитного паразитного поля и значительного уменьшения паразитных емкости и индуктивности которые создаются корпусной элементной базой и ухудшают характеристики магнитометра, особенно на высоких частотах. Модуль электроники имеет по каждому каналу магнитометра в своем составе генератор тока, работающий на частоте 2,5 кГц (необходим для питания феррозондов), линейный усилитель (для усиления сигнала), полосовой фильтр (для выделения полезной составляющей сигнала на частоте 5 кГц), синхронный детектор (для преобразования переменного сигнала в постоянный), источник опорного напряжения (для стабилизации амплитуды генератора тока феррозондов и работы АЦП), термодатчик (с аналоговым выходом для температурной компенсации), аналого-цифровой преобразователь (для преобразования аналогового сигнала в цифровой), микропроцессор (для хранения специального программного обеспечения) и микросхема интерфейса RS-422 (для выдачи информации потребителю по интерфейсу RS-422). Наличие микропроцессора позволяет регулировать выходной сигнал магнитометра на программном уровне, записывать калибровочные коэффициенты и обновлять специальное программное обеспечение. Обмен информацией с бортовым оборудованием летательного аппарата и магнитометром осуществляется по интерфейсу RS-422, отличающемуся повышенной стойкостью к помехам (что важно в магнитометрии), большой дистанцией передачи данных и высокой скоростью передачи на небольшие расстояния. Общая структурная схема магнитометра представлена на рисунке 2. Для повышения чувствительности добавлен конденсатор в цепь обратной связи резонансной схемы. Это достигается за счет создания резонансного контура LC1, улучшения добротности, формирования нужной фазы обратной связи и, как следствие, усиления сигнала.

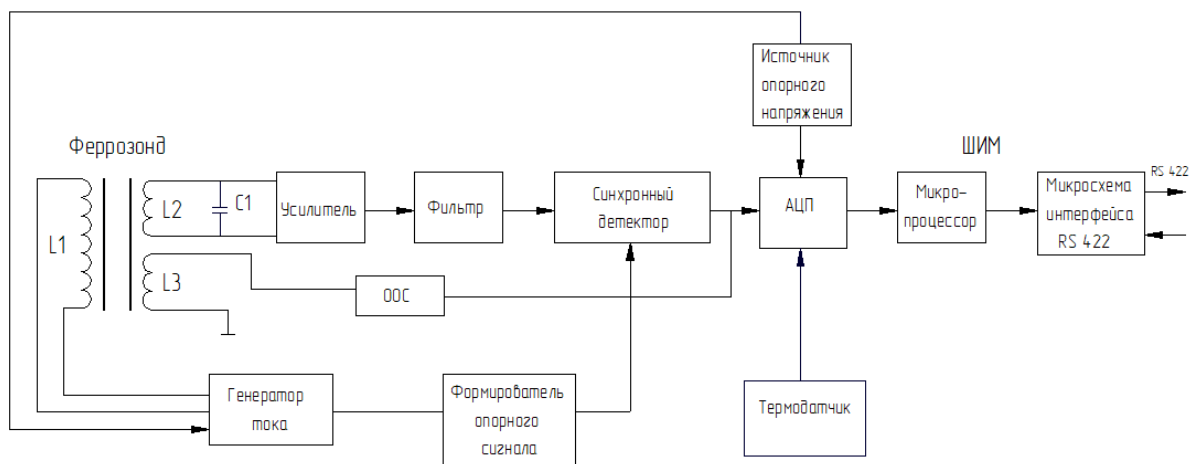


Рис. 2. Обобщенная структурная схема одного канала трехкомпонентного магнитометра со встроенным процессором

Разработанный магнитометр по вышеописанным опытно-конструкторским решениям имеет следующие технические характеристики: смещение нулевого сигнала не более 40 нТл, углы ортогональности между осями не более 25 угл. минут, диапазон измерения  $\pm 75000$  нТл и диапазон рабочих температур  $\pm 60^\circ \text{C}$ .

Разработка и выпуск магнитометров с цифровым выходом имеет ряд преимуществ над аналоговыми магнитометрами и позволяет решить ряд научно-технических проблем:

– при помощи специального программного обеспечения появляется возможность регулировать основные технические характеристики магнитометра на программном уровне, что существенно снижает трудоемкость регулировки. Выражение для регулировки продольной проекции вектора напряженности магнитного поля Земли имеет вид:

$$H_Y = m_{11} H_Y^{(u)} + m_{12} H_Y^{(u)} + m_{13} H_Z^{(u)} + m_{01}, \quad (4)$$

где:  $H_X$  – отрегулированная продольная проекция;  $H_X^{(u)}$ ,  $H_Y^{(u)}$ ,  $H_Z^{(u)}$  – измеренные продольная, поперечная и нормальная соответственно проекции вектора напряженности;  $m_{11}$  – масштабный коэффициент;  $m_{12}, m_{13}$  – коэффициент углов неортогональности между поперечной и нормальной проекциями,  $m_{01}$  – коэффициент смещения нулевого сигнала продольной проекции.

– вышеописанное схемотехническое решение позволяет компенсировать смещение нулевого сигнала магнитометра на критических температурах при условии наличия термодатчика в его составе;

– программное обеспечение магнитометра дает возможность списывать девиацию (отклонение) магнитного канала, не прибегая к традиционным методам списания девиации, а также хранить девиационные поправки в памяти магнитометра и применять их в условиях изменяющихся возмущающих магнитных полей [4];

- появляется возможность проверять работоспособность магнитометра на борту летательного аппарата по встроенной системе контроля.

В настоящее время несколько опытных образцов трёхкомпонетного магнитометра со встроенным процессором успешно проходят летные испытания на реальном летательном аппарате.

**Заключение.** Предложена конструкция трехкомпонентного магнитометра со встроенным процессором для обработки и выдачи информации. Вышеописанный магнитометр отвечает техническим требованиям, которые предъявляются к приборам и системам на борту летательного аппарата: смещение нулевого сигнала не более 40 нТл, углы ортогональности между осями не более 25 угл. минут, диапазон измерения  $\pm 75000$  нТл и диапазон рабочих температур  $\pm 60^\circ \text{C}$ .

Более того, разработанный магнитометр имеет ряд преимуществ над аналоговыми магнитометрами: уменьшена трудоемкость регулировки, введена возможность компенсирования сигнала на критических температурах, введена возможность хранить девиационные поправки и проверять работоспособность магнитометра в течение полета летательного аппарата.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Акиндеев Ю.А., Воробьев В.Г., Карчевский А.А.** Аппаратура измерения курса и вертикали на воздушных судах гражданской авиации. М.: Машиностроение, 1989. 344 с.
2. **Афанасьев Ю.В.** Феррозондовые приборы. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние. 1986. – 188 с.
3. **Баранова В.Е.** Измерение слабого магнитного поля на основе феррозондового датчика. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. 2015 – 134 с.
4. **Мелешко В.В.** К определению коэффициентов девиации магнитного компаса на выраже. М.: Наука, №4, 1989.С. 38–41.

### **Development and research of a precision three-component magnetic sensor for generating the magnetic heading of an aircraft.**

The experience of developing of a three-component magnetic sensor based on a fluxgate converter designed to generate an aircraft's magnetic heading. The operation of the fluxgate, structure and a generalized block diagram of the magnetometer are described. The main technical characteristics of the developed magnetic sensor are presented.

### **ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНОГОВЕСОВОГО ДОЗАТОРА.**

Студент Телин Д.И.

Арзамасский политехнический институт (филиал) Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева (АПИ НГТУ).

**Аннотация.** В работе представлена разработка структурной схемы частотно-регулируемого электропривода дозатора, особенностью которой является использование модели учета веса изменяющегося тела по мере накопления компонентов во временном хранилище и преобразующего оповещения контроля массы в режиме текущего периода, что создает большую точность нормирования сыпучих материалов.

**Ключевые слова:** дискретный дозатор, структурная схема, микроконтроллер

Современные предприятия и торговые организации все чаще внедряют электронные устройства, позволяющие обеспечить эффективное выполнение большинства задач, а в некоторых случаях и значительную автоматизацию реализуемых процессов.

Используемые на сегодняшний день в промышленности и торговых организациях устройства измерения и контроля веса материалов и продукции, опираются на аналоговую среду передачи [1]. Такие приборы не соответствуют решаемым современным задачам по основным тактико-техническим характеристикам (ТТХ): точности, устойчивости, разрешающей способности. Таким образом, возникает необходимость разработки дискретного весового дозатора усовершенствованными техническими характеристиками, и обеспечения более эффективного использования прибора на предприятиях и организациях.

Дозатор- это прибор, который позволяет измерять нужное количество вещества для дозированной выдачи точно отмеренных порций материалов. Данный прибор используется для измерения твердых и жидких реагентов, сыпучих и рулонных материалов, так и газообразных веществ [2].

Дозаторы широко применяются в быту, в промышленном производстве, в торговле, а также для проведения химических и микробиологических анализов, в которых точность дозирования является важным условием для достижения точных результатов. Таким образом, разработка таких устройств с улучшенными характеристиками используют современные методы или процессы измерения.

Управляющим компонентом программируемого дозирующего устройства считается блок управления, основой которого, как правило, являются вычислительная техника (ВТ), технические средства автоматизации (ТСА), технические информационные средства (ТИС) или большие или малые электронные схемы, учитывающие влияние окружающей среды, осуществляющие нормирование по заранее заданному программному алгоритму; и выдающие данные работнику в доступном виде с возможностью дальнейшего хранения и передачи результатов измерения на следующий этап регулирования [3].

Из анализа существующих запатентованных аналогов, которые используются сегодня в промышленности для контроля дозирования, было выявлено, что все системы дозирования являются монофункциональными без возможности их модернизации путем перепрограммирования, т.к. весовые

диспенсеры не имеют портов для программирования, поэтому сделать дополнительную отладку не предоставляется возможным. Кроме того, двухканальное программируемое дозирование продукта имеет размер порции, но не может быть использовано для реализации технических требований, так как имеет большие отклонения от эталонных измерений в зависимости от частоты колебаний, которыми невозможно управлять.

Использование емкостного изделия с программируемым дозированием невозможно реализовать функциональные требования заказчика. В связи с тем, что непрерывное дозирование осуществляется жидким эквивалентом заданного размера, и согласно выбранным функциям программируемого дозатора необходимо стандартизировать сыпучий материал. Таким образом, для реализации технологических процессов по-быстрому и качественному распределению сыпучего материала по упаковкам целесообразно использовать массовый распределитель транспортного типа, что позволит снизить погрешности при фасовке сыпучих грузов при сохранении высокой скорости распределения.

Особенностью разработанного дозатора является наличие в нем блока приема и формирования принимаемых сигналов, которые передаются по линиям связи, реализованного на базе микросхемы, состоящей из непрерывно-прерывистого блока и прерывисто-непрерывного блока.

Такое построение устройства позволит реализовать следующие задачи:

- формирование в соответствии с заложенной последовательностью системы управления прерывистых сигналов управления на устройствах формирования нормального тока и переменном напряжении (УГОК), формирующих непрерывные сигналы управления на усилители мощности и далее на приводы, включенные в линейную подачу;
- сопряжение сигналов с дискретным операторным устройством (ДУО) с непрерывной передачей сигналов;
- реализация однократного сравнения комплексного управления после подачи питания;
- формирование опорного напряжения для работы УГОК и устройств формирования тока и переменного напряжения в коде в виде импульсов (УГТНКИ);
- связывание и формирование непрерывных информационных сигналов в двоичном коде от определенных точек управления и напряжений вторичного электропитания с целью измерения и оценки качества выполнения ТТХ;
- запись основных непрерывных сигналов для решения задачи транспортировки в символьном виде на внешние устройства, входящие в состав лотковой линии распределения мелкозернистых материалов.

В соответствии с вышеизложенным проектируемый дискретный дозатор будет иметь структурную схему, представленную на рисунке 1. В его состав войдут такие узлы, как блок питания, блок администрирования (БУ), перемещающий мелкозернистый материал за счет винтового вращения пластин (ВВП) и прорезиненной подающей ленты, дозатор БУ, оборудование для герметизации теплосвязанных материалов, тензодатчики, емкостные датчики уровня, интерфейсы ввода-вывода информации и микроконтроллер.



Рисунок 1. Структурная схема дискретного дозатора

В состав дискретного дозатора сыпучих материалов входят: встроенный блок питания (БП), преобразует переменное напряжение от сети в постоянное напряжение с целью питания систем для решения проблемы защиты от помех от питающего напряжения;

АУ с ПВВП - предназначен для перемещения мелкодисперсных материалов из основного временного хранилища, в хранилище - питатель дозатора;

Дозатор АУ - воздушный клапан, с добавленным специальным разъемом для более точного распределения мелкодисперсных материалов, изменяется с помощью УГОК и УГТНКИ, реализованных на одном кристалле, предназначен для пропуска мелкодисперсных продуктов определенного размера;

Обрезиненная подающая лента АУ необходима для самостоятельного перемещения упакованных мелкодисперсных материалов в другие места;

Компоненты для герметизации теплосвязанных материалов - самостоятельное изделие для герметизации ABS и PLA материала разной структуры и толщины;

Тензодатчики - детектор, который формирует величину изменения электрического сигнала и передает его в УГОК;

Емкостные датчики уровня - предназначены для контроля уровня заполнения бункера питателя дозатора;

Кодирующий разъем, используется для записи и отладки программы воднокристаллом процессоре (ОП) через ДУО;

Интерфейс - предназначен для подачи сигналов нормируемой массы в программу ОП в процессе ее работы;

ОП - устройство с внутренним двоичным кодом, которое принимает и формирует импульсы от периферийных устройств (ПФУ), организует управление взаимодействующими между собой механизмами по заранее записанному двоичному коду, а также управление АУ и выдает им управляющие импульсы.

Актуальность проекта заключается в повышении производительности управления цифровым блоком нормирования мелкозернистых материалов, что приведет к уменьшению времени выполнения операций и исключению возможности ошибок при нормировании мелкозернистых материалов скромного объема, но дорогой цены. Известные модели дозаторов отечественного производства, за редким исключением, построены с использованием самостоятельных УГОК и УГТНКИ, имеют большие габаритные характеристики и вес. Таким образом, разработка дискретного весового дозатора с улучшенными техническими характеристиками позволит оптимизировать процессы, связанные с измерением, дозированием и контролем веса материалов и готовой продукции на предприятиях и в организациях.

### Литература

1. Капушкин С.В. Увеличение качества управления электроприводом цифрового комплекса дозирования сыпучих материалов: автореф. дис. канд.техн. наук. - Томск, 2015. - 146 с.
2. Пугачёв И. А. Диспенсер // Товарный словарь / И. А. Пугачёв (главный редактор). — М.: Государственное издательство торговой литературы, 1957. — Т. II. — Стб. 547—552
3. Ляпушкин, С. В. Повышение эффективности управления электроприводом автоматизированного комплекса дозирования сыпучих материалов: диссертация ... кандидата технических наук: 05.09.03. — Томск, 2015. — (Автореферат).— 146 с.

### DESIGN OF A DISCRETE WEIGHING BATCH.

stud. Telin D.I.

Arzamas Polytechnic Institute (branch) of the Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev (API NSTU).

Abstract. The paper presents the development of a structural diagram of a frequency-controlled electric drive of a batcher, the peculiarity of which is the use of a model for accounting for the weight of a changing body as components accumulate in a temporary storage and a transforming notification of mass control in the current period mode, which creates greater accuracy of standardization of bulk materials.

Keywords: discrete batcher, structural diagram, microcontroller

# КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛЁТНЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ

асп. Д.П. Шимбуев

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Российская Федерация,  
606340, Нижегородская область, г. Княгинино, ул. Октябрьская, д. 22 А

**Аннотация:** В статье рассматриваются ключевые аспекты выбора и классификации полётных контроллеров для беспилотных авиационных систем (БАС). Актуальность темы обусловлена отсутствием стандартизированной информационной базы между производителями, что затрудняет подбор подходящего контроллера и может привести к экономическим потерям. В работе представлены технические характеристики микроконтроллеров, проанализированы популярные программные платформы, а также приведены сравнительные таблицы по функциональности, массе, совместимости и дополнительным возможностям различных моделей полётных контроллеров. Особое внимание уделено соотношению между размером дрона, его задачами и необходимыми характеристиками управляющей электроники.

**Ключевые слова:** БАС, БВС, квадрокоптер, дрон, системы управления, контроллер полёта, микроконтроллер STM32, ПИД-регулятор, автопилот, отказоустойчивость.

## Введение

Беспилотные авиационные системы (БАС) в XXI веке перестали быть исключительно военными или исследовательскими инструментами – они прочно вошли в гражданский сектор. Их применение охватывает широкий спектр задач: от мониторинга посевов и опрыскивания полей в сельском хозяйстве до доставки медикаментов в труднодоступные регионы, аэрофотосъёмки, инспекции инфраструктуры, поисково-спасательных операций и даже развлечений (например, FPV-гоночные дроны).

Центральным элементом любой БАС является полётный контроллер (flight controller, FC) – бортовой вычислитель, реализующий алгоритмы стабилизации, навигации и управления движением. От его архитектуры, вычислительной мощности, надёжности и совместимости с периферией напрямую зависят ключевые характеристики дрона: устойчивость в полёте, энергоэффективность, точность позиционирования, безопасность и способность выполнять автономные миссии [1].

В Российской Федерации правовое регулирование БАС закреплено в Воздушном кодексе РФ и дополнительных нормативных актах. Согласно постановлению Правительства РФ от 12 августа 2022 г. № 1407, беспилотные воздушные суда (БВС) подразделяются по массе на следующие категории:

- До 0,15 кг – не подлежат обязательной регистрации при условии отсутствия фото- или видеокамеры;
- От 0,15 кг до 30 кг – подлежат обязательной регистрации в Росавиации, а оператор обязан пройти обучение и сдать квалификационный экзамен [3, 4].

Это деление имеет прямое практическое значение: при проектировании БАС необходимо заранее учитывать массу аппарата, так как она определяет не только юридические требования, но и технические – чем тяжелее и сложнее система, тем выше требования к отказоустойчивости, резервированию компонентов и функциональной полноте бортового программного обеспечения [1, 2].

**Цель данного обзора** – систематизировать и детализировать информацию о современных полётных контроллерах, их аппаратных и программных компонентах, а также дать практические рекомендации по выбору платформы в зависимости от целей применения БАС.

## Основная часть

### 1. Классификация и применение БАС

Беспилотные авиационные системы классифицируются по нескольким ключевым параметрам:

Масса: от сверхлёгких (менее 250 г) до тяжёлых (до 30 кг и более);

Тип конструкции:

1) *Мультикоптеры* (квадрокоптеры, гексакоптеры, октокоптеры) – обладают вертикальным взлётом и посадкой (VTOL), высокой манёвренностью, но ограничены по времени полёта;

2) *Самолёты с неподвижным крылом* – эффективны для длительных миссий на большие расстояния (картография, мониторинг);

3) *Гибридные VTOL-системы* – сочетают преимущества обоих типов.

Дальность действия: от десятков метров (хобби-дроны) до сотен километров (промышленные БАС с ретрансляцией);

Время автономной работы: от 5–10 минут у гоночных FPV-дронов до 2–4 часов у самолётов с электрическим или гибридным приводом.

В России особое внимание уделяется массе аппарата, поскольку она напрямую связана с регистрационными и лицензионными требованиями. Например, дрон массой 140 г с камерой уже подлежит регистрации, в то время как аналогичный без камеры – нет. Это заставляет разработчиков тщательно подходить к компоновке и выбору компонентов на этапе проектирования [4, 5].

## 2. Архитектура и аппаратные компоненты полётных контроллеров

Современные полётные контроллеры базируются преимущественно на 32-битных микроконтроллерах ARM Cortex-M, производимых компанией STMicroelectronics под брендом STM32. Эти чипы отличаются низким энергопотреблением, высокой производительностью и богатой периферией [1].

Основные серии STM32 в БАС:

| СЕРИЯ | ТАКТОВАЯ ЧАСТОТА | ОСОБЕННОСТИ                                                                      | ПРИМЕНЕНИЕ                                                    |
|-------|------------------|----------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|
| F1/F3 | до 72 МГц        | Устаревшая, ограниченная периферия                                               | Не рекомендуется; не поддерживается в Betaflight с 2017 года. |
| F4    | до 168 МГц       | Поддержка FPU, 3–5 UART, хорошее соотношение цены и производительности           | FPV-дроны, хобби-проекты                                      |
| F7    | до 216 МГц       | Улучшенный FPU, до 6 UART, поддержка внешней памяти (SDRAM), аппаратный Ethernet | Профессиональный FPV, автономные миссии, телеметрия           |
| H7    | до 480 МГц       | Двухъядерные опции, повышенная энергоэффективность, поддержка DSP и AI-ускорения | Перспективные платформы, промышленные и исследовательские БАС |

Датчики инерциальной навигации (IMU):

Полётный контроллер обязательно включает набор датчиков:

Гироскоп и акселерометр – для определения угловых скоростей и линейных ускорений. Популярные модели:

- 1) *MPU6000* – надёжный, устойчивый к шуму, часто используется в FPV;
- 2) *ICM-20602/ICM-20689* – более современные, с цифровым интерфейсом SPI, высокой частотой опроса.

Барометр (например, BMP280, MS5611) – для измерения высоты по атмосферному давлению.

Магнитометр (компас) – для определения курса относительно магнитного севера.

GPS/GLONASS/Galileo-модули – для глобального позиционирования и автономной навигации.

В промышленных системах часто применяется резервирование IMU: два или три независимых датчика позволяют продолжать полёт даже при отказе одного из них [1, 10].

## 3. Программное обеспечение и функциональность

Выбор прошивки определяет функциональные возможности дрона. Наиболее распространённые платформы:

- 1) BetaFlight
  - Ориентирована на FPV-гоночные и акробатические дроны.
  - Поддерживает высокочастотное управление (до 8 кГц по гироскопу).
  - Минималистичный интерфейс, высокая отзывчивость.
  - Не поддерживает полноценную GPS-навигацию [11].
- 2) INAV
  - Развитие BetaFlight с акцентом на автономные полёты.
  - Поддержка GPS Hold, RTH, waypoint-навигации.
  - Подходит для мультикоптеров среднего класса (до 5 кг) [11].
- 3) ArduPilot и PX4
  - Открытые платформы промышленного уровня.
  - Поддерживают все типы БВС: мультикоптеры, самолёты, вертолёты, VTOL, подводные аппараты.

- Расширенные режимы автопилота: геозондирование, автоматическая посадка, миссии с триггерами.
- Интеграция с наземными станциями (Mission Planner, QGroundControl).
- Поддержка резервирования, failsafe-логики, «чёрного ящика» (blackbox) [14].

Ключевые функции ПО:

- GPS Hold – удержание позиции в пространстве;
- Waypoint Navigation – выполнение заранее запрограммированного маршрута;
- Return-to-Home (RTH) – автоматическое возвращение к точке взлёта при потере сигнала или разряде батареи;
- Failsafe-режимы – безопасная посадка или зависание при обрыве связи;
- Blackbox logging – запись всех параметров полёта для последующего анализа [12].

#### 4. Интеграция и конструктивные особенности

Полётные контроллеры реализуются в двух основных форм-факторах:

1. Отдельные платы

Пример: Pixhawk 4, Cube Orange.

Предназначены для сложных систем. Имеют стандартные разъёмы (DF13, JST), поддержку множества периферийных устройств. Часто используются с внешними ESC (регуляторами оборотов), PDB (распределителями питания), телеметрией.

2. All-in-One (AIO)

Интегрируют FC, ESC, PDB, иногда даже приёмник и видеопередатчик.

Примеры: BetaFPV F4 AIO, HGLRC Zeus.

Минимизируют массу и количество проводов – критично для дронов до 250 г.

Размеры крепления: 16×16 мм, 20×20 мм, 25.5×25.5 мм (стандарты для мини-дронов) [1, 9].

Для лёгких БАС (<150 г)\*\* предпочтительны AIO-решения массой 4–10 г. Для \*\*промышленных систем (>5 кг) – модульные контроллеры с защитой от вибраций, влаги, ЭМ-помех и возможностью горячего резервирования [1, 2].

#### 5. Сравнительный анализ популярных моделей

Серия F4: HGLRC FD413, BetaFPV Toothpick – лёгкие, дешёвые, подходят для гоночных и FPV-дронов;

Серия F7: Holybro Kakute F7, Matek F722 – высокая производительность, поддержка видео и телеметрии;

Промышленные решения: Pixhawk 4, Cube Orange, DJI N3 – ориентированы на надёжность, имеют корпус, дублирующие IMU, и поддерживают PX4/ArduPilot [14].

Выбор конкретной модели зависит от соотношения массы, стоимости, функциональности и требований нормативных актов [1, 14, 15].

##### Заключение

Выбор полётного контроллера – это не просто выбор «мозга» для дрона, а стратегическое решение, влияющее на весь жизненный цикл беспилотных авиационных систем: от проектирования и юридической легализации до эксплуатации и технической поддержки.

Для любительских и спортивных проектов (FPV, гонки, съёмка) оптимальны контроллеры на базе STM32F4/F7 с прошивками BetaFlight или INAV. Они обеспечивают отличное соотношение цены, массы и функциональности.

Для коммерческих, сельскохозяйственных или промышленных задач (картографирование, инспекция линий электропередачи, доставка) рекомендуется использовать открытые промышленные платформы – Pixhawk, Cube или решения от DJI, работающие под управлением PX4 или ArduPilot. Эти системы обеспечивают высокую отказоустойчивость, поддержку сложных миссий и соответствие международным стандартам безопасности.

Важно также учитывать экосистему: наличие документации, сообщества разработчиков, совместимость с периферией и регулярные обновления ПО. Проверенные производители (Holybro, Matek, BetaFPV, CUAV) снижают риск сбоев и упрощают интеграцию.

Таким образом, системный подход к выбору полётного контроллера позволяет не только соответствовать нормативным требованиям, но и максимально эффективно использовать технический потенциал беспилотной авиационной системы.

#### Литература

1. Куприн А.А., Кривко С.И., Фокин А.М. Классификация полётных контроллеров беспилотных авиационных систем // Агротехника и энергообеспечение. – 2023. – № 4(41). – С. 169-180.
2. Артюшин А.А., Курбанов Р.К., Марченко Л.А., Захарова О.М. Выбор типоразмерного ряда беспилотных летательных аппаратов и полезной нагрузки для мониторинга сельскохозяйственных полей // Электротехнологии и электрооборудование в АПК. – 2019. – № 4(37). – С. 36-43.
3. Постановление Правительства РФ от 19.03.2022 № 415.
4. Постановление Правительства РФ от 12.08.2022 № 1407 «О государственном учёте беспилотных воздушных судов».
5. Курбанов Р. К., Костомахин М. Н., Захарова Н. И., Захарова О. М., Бабков С. В. Рекомендации по сбору данных с помощью лёгких беспилотных летательных аппаратов // Сельскохозяйственная техника: обслуживание и ремонт. – 2018. – № 6. – С. 47-53.
6. Смирнов И. Г., Курбанов Р. К., Марченко Л. А., Горшков Д. М. Дифференцированная обработка сельскохозяйственных угодий с помощью БПЛА // Электротехнологии и электрооборудование в АПК. – 2019. – № 4(37). – С. 30-35.
7. Курбанов Р. К., Захарова О. М. Рекомендации по предполетной подготовке беспилотных летательных аппаратов // Электротехнологии и электрооборудование в АПК. – 2020. – Т. 67, № 1(38). – С. 93-98.
8. Курбанов Р. К., Захарова Н. И., Горшков Д. М. Повышение точности аэрофотосъемки с использованием наземных контрольных точек // Сельскохозяйственные машины и технологии. – 2021. – Т. 15, № 4. – С. 42-47.
9. Пуцеп К., Рассолкин А., Вайманн Т. Концептуальный испытательный стенд для оценки характеристик беспилотных автономных транспортных средств малого класса // РЕМС 2021. – С. 695-698.
10. Баранов О. В. Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2021. – Т. 64, № 10. – С. 829-838.
11. Жилов Р.А. Известия Кабардино-Балкарского научного центра Российской академии наук. – 2022. – № 5(109). – С. 38-47.
12. Мулиади Дж., Кусумопутро Б. Журнал «Передовые технологии в транспорте». – 2018. – Статья. ID 3823201.
13. Нгуен Н. П., Хонг С. К. Международный журнал инженерных исследований и технологий. – 2018. – Том 9, № 10. – С. 21-22.
14. Калягин М. Ю., Волошин Д. А., Мазаев А. С. Труды МАИ. – 2020. – № 112. – С. 20.
15. Сюань-Мунг Н., Хонг С.-К. Прикладные науки. — 2019. — Том 9, № 10. — С. 21-22.

## CLASSIFICATION OF FLIGHT CONTROLLERS OF UNMANNED AERIAL SYSTEMS

Shimbuev D.P.

Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics

**Abstract:** This article examines key aspects of selecting and classifying flight controllers for unmanned aircraft systems (UAS). The topic is relevant due to the lack of a standardized database among manufacturers, which complicates the selection of a suitable controller and can lead to economic losses. The paper presents the technical specifications of microcontrollers, analyzes popular software platforms, and provides comparative tables of the functionality, weight, compatibility, and additional features of various flight controller models. Particular attention is paid to the relationship between the drone's size, its tasks, and the required characteristics of the control electronics.

**Keywords:** UAS, UAV, quadcopter, drone, control systems, flight controller, STM32 microcontroller, PID controller, autopilot, fault tolerance.

**Секция 2.**  
**Информационное управление**  
**и радиотехнические системы**

# МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ЗАНЕСЕННОЙ В ОПТИЧЕСКИЙ СИГНАЛ, ФОТОРЕЗИСТОРОМ С ГРАНИЧНОЙ ЧАСТОТОЙ МНОГО МЕНЬШЕ ЧАСТОТЫ МОДУЛЯЦИИ ОПТИЧЕСКОГО СИГНАЛА.

проф. Денисов Б.Н., преп. Зазулин Я.А.

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
«Мордовский государственный университет имени Н.П.Огарева»

В работе рассматривается метод восстановления формы оптического сигнала, регистрируемого фоторезистором, граничная частота которого значительно ниже частоты модуляции падающего излучения. Подобные приёмники традиционно ограничены по быстродействию, что сужает область их применения в высокоскоростной оптоэлектронике. Предложенный подход основан на том, что при коротких световых импульсах фоторезистор работает как интегрирующее звено, а дифференцирование выходного сигнала позволяет приблизиться к форме исходного модулированного излучения. Выполнено математическое моделирование кинетики неравновесных носителей в полупроводнике с учётом рекомбинации и диффузии, а также численные расчёты амплитудно-модулированных сигналов в программной среде *Mathcad*. Результаты показывают, что амплитуда выходного сигнала фоторезистора снижается с ростом частоты, тогда как восстановленный сигнал сохраняет стабильность в пределах исследованной модели. Это подтверждает работоспособность метода и его перспективность для компенсации ограниченной полосы пропускания фотоприёмников.

В последнее время наблюдается стремительный рост потребности в высокоскоростных фотоприёмниках. С развитием технологий быстрой передачи данных (например, 5G) повышается спрос на фотоприёмные устройства и ресиверы, способные обеспечивать передачу больших объёмов информации. Прогнозы указывают на среднегодовой рост мирового рынка высокоскоростных фотоприёмников и передатчиков в период 2024–2033 гг. примерно на 8%. Ограничивающим фактором для широкого применения фоторезисторов остаётся их невысокая граничная частота, что сужает область их использования в оптической электронике. Поэтому разработка быстродействующих фоторезисторных оптронах актуальна для целого ряда оптронных устройств: амплитудных и фазовых модуляторов, балансных схем и т. п. Повышение быстродействия полупроводниковых фотоприёмников обычно достигается за счёт новых материалов, улучшения качества существующих полупроводников и конструктивных.

Существует физический подход, позволяющий восстановить форму оптического импульса, воздействующего на фотоприёмник, даже если граничная частота приёмника значительно ниже частоты модуляции [1]. При условии линейной кинетики носителей и в тех случаях, когда выходной сигнал фотоприёмника представляет собой интеграл по форме светового импульса, форму исходного оптического сигнала можно (в первом приближении) получить, применив дифференцирование к сигналу фотоприёмника. Для коротких световых импульсов фотоприёмник в случае  $\tau_u \ll \tau_p$  ведёт себя как интегрирующий элемент, что формализуется соответствующим соотношением (1).

$$I(t) = U(z_0 + \beta t \int_0^t J(t') dt'), \quad (1)$$

где  $U$  - напряжение приложенное к фотоприемнику,  $z_0$  - проводимость фотоприемника в темноте,  $\beta$  - квантовая выход,  $\tau_p$  - время жизни свободных носителей,  $\tau_u$  - длительность импульса излучения.

Следовательно, дифференциатор на выходе фотоприёмника формирует сигнал, пропорциональный мгновенной интенсивности света  $\Phi(t)$  [1]. В практическом исполнении простейшим дифференцирующим элементом служит индуктивность: при протекании тока через индуктивность напряжение на ней определяется выражением (2).

$$U_L = L dI/dt \quad (2)$$

Более подробная математическая формулировка восстановления рассматривается в работах [1,2]. В этих исследованиях учтены механизмы объёмной рекомбинации (линейный и квадратичный законы), диффузия электронов и дырок в кремниевом фоторезисторе, легированном цинком. Уравнения кинетики получают вид (3)–(6):

$$\frac{d\Delta n}{dt} = g^*(\omega t) - N_a \sigma_{na} (\Delta n (1 - \bar{f}_a) - (\bar{n} + n_{1a}) \Delta f_a) - N_d \sigma_{nd} (\Delta n (1 - \bar{f}_d) - (\bar{n} + n_{1d}) \bar{f}_d) \quad (3)$$

$$\frac{d\Delta p}{dt} = g^*(\omega t) - N_a \sigma_{pa} (\Delta p \overline{f_a} + (\overline{p} + p_{1a}) \Delta f_a) - N_d \sigma_{pd} (\Delta p \overline{f_d} + (\overline{p} + p_{1d}) \Delta f_d) \quad (4)$$

$$\frac{d\Delta f_a}{dt} = \sigma_{na} (\Delta n (1 - \overline{f_a}) - (\overline{n} + n_{1a}) \Delta f_a) - \sigma_{pa} (\Delta p (1 - \overline{f_a}) + (\overline{p} + p_{1a}) \Delta f_a) \quad (5)$$

$$\frac{d\Delta f_d}{dt} = \sigma_{nd} (\Delta n (1 - \overline{f_d}) - (\overline{n} + n_{1d}) \Delta f_d) - \sigma_{pd} (\Delta p \overline{f_d} + (\overline{p} + p_{1d}) \Delta f_d) \quad (6)$$

Предполагается, что система неоднородных линейных дифференциальных уравнений устойчива (все корни характеристического уравнения имеют отрицательные действительные части); решение представляется как сумма общего решения однородной системы и частного решения для вынуждающей функции.

При высоких частотах модуляции  $\omega \gg 2\pi/\tau$  система уравнений в ряде случаев линеаризуется посредством подходящей замены переменных  $n = \overline{n} + \Delta n$ ,  $p = \overline{p} + \Delta p$ , а оптический модулированный сигнал представляют в виде ряда Фурье [2]. Поскольку уравнения в этом аппроксимированном виде линейны, установившиеся частные решения соответствуют синусоидальным составляющим входного сигнала и могут быть рассмотрены по каждой гармонике в отдельности. Для простого линейного случая записана зависимость (7), вводится понятие скорости рекомбинации и времени жизни носителей; при высоких частотах вида (8) учитываются гармоники  $k$  и среднее значение концентрации.

$$\frac{d\Delta n}{dt} = A + G_0 - \chi(n_0 + \Delta n) \cdot (p_0 + \Delta p) = A - 2\gamma n_0 \Delta n - \gamma \Delta n^2 \quad (7)$$

$$n(\omega t) = \overline{n}(\omega) + \sum_{k=1}^{\infty} (k\omega)^{-1} c_k \sin(k\omega t + \varphi_k - 0.5\pi) \quad (8)$$

Отметим, что при нелинейной кинетике среднее значение концентрации носителей (и, следовательно, фототок) зависит от частоты модуляции [3].

Выполнены расчёты для АМ-сигнала с несущей частотой, равной граничной частоте фоторезистора. Все численные эксперименты проведены в *Mathcad-15*. Алгоритм вычисления производной от фотосигнала следующий:

Решается уравнение (9) для временной зависимости концентрации неравновесных носителей при заданной частоте АМ-модуляции.

$$\frac{d\Delta n'}{dt'} = (A' \cos \omega' t + \frac{A'M}{2} \cos(\omega' t - 0.2\pi) + \frac{A'M}{2} \cos(\omega' t 20.2\pi)) - \Delta n' - \frac{\Delta n'^2}{2} \quad (9)$$

Полученное решение подставляется в правую часть уравнения (10), что даёт выражение для расчёта производной выходного сигнала фотоприёмника. Это выражение использовали для вычисления напряжения на индуктивности. Токи вычислялись в относительных единицах (единицей принят темновой ток). Относительная концентрация определяется как  $\Delta n / n_0$ , а относительный фототок совпадает с этим параметром (см. (10)–(12)).

$$\Delta n'(t) = \Delta n(t) / n_0 = B \Delta n / B n = \Delta I(t) / I_m = I_{om}(t), \quad (10)$$

$$B = e \mu \chi k \beta U S / L, \quad (11)$$

$$U_{om}(t) = -L \frac{dI_{om}(t)}{dt}, L=1 \quad (12)$$

где  $\Delta n(t)$  – неравновесная концентрация,  $n_0$  – равновесная концентрация,  $\Delta I(t)$  – фототок,  $I_m$  – темновой ток,  $e$  – заряд электрона,  $\mu$  – подвижность ( $\mu = \mu_n + \mu_p$ ).  $\chi = (1 - R)$ ,  $R$  – коэффициент отражения,  $k$  – коэффициент поглощения,  $\beta$  – квантовый выход,  $U$  – амплитуда приложенного напряжения к фоторезистору,  $S$  – площадь контактов,  $L$  – расстояние между контактами. При всех расчетах уровень возбуждения выберем равным 2.

На рисунке 1 приведена осциллограмма немодулированной несущей при относительной частоте  $f' = 1$ .

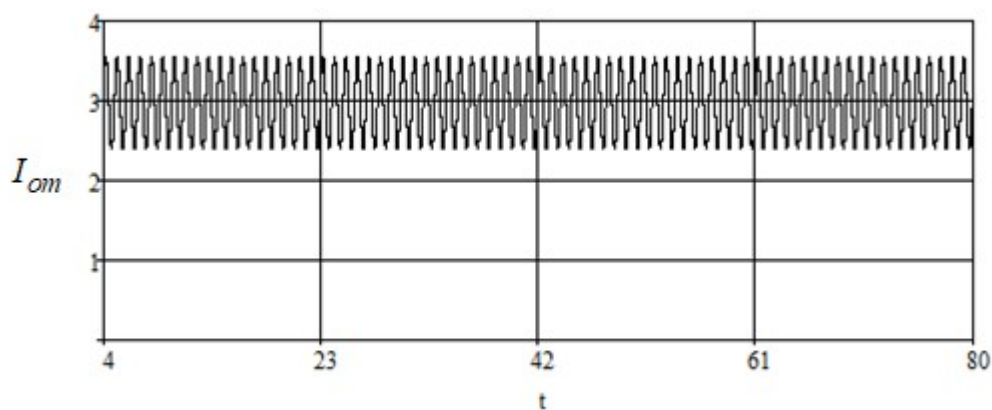


Рисунок 1 Вид несущего сигнала.  $y=2$ ,  $y_1=0.48$ ,  $s=2.184\%$ ,  $I_0=3.07$  - постоянная составляющая  $f'=1$ ,  $y_1$ -истинный уровень при данной частоте модуляции света,  $\alpha$ -постоянная составляющая.

Присутствует постоянная составляющая ( $I_0=3.07$ ) неравновесной концентрации, которая при частоте, равной граничной, становится примерно в три раза больше равновесной концентрации. При таком уровне возбуждения коэффициент нелинейных искажений снижается до  $\approx 3\%$ . На рисунках 2–5 показаны сравнительные осциллограммы: сигнал на выходе фоторезистора и восстановленный оптический АМ-сигнал после дифференцирования.

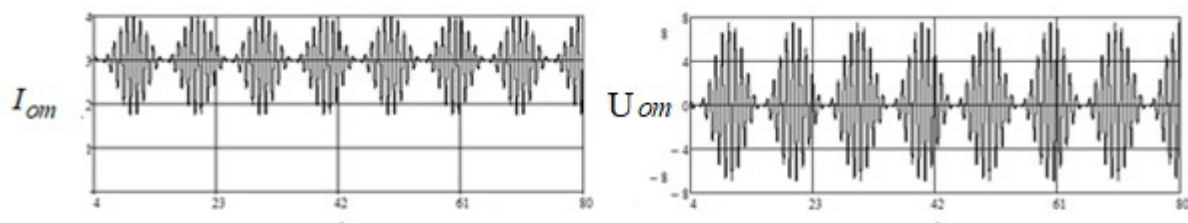


Рисунок 2а - АМ сигнал на выходе фоторезистора  $M=1$ ,  $f'=1$ ,  $w=1.085$  рисунок 2б - восстановленный оптический АМ сигнал. Максимальная амплитуда сигнала фоторезистора равна:  $w=1.085$ .

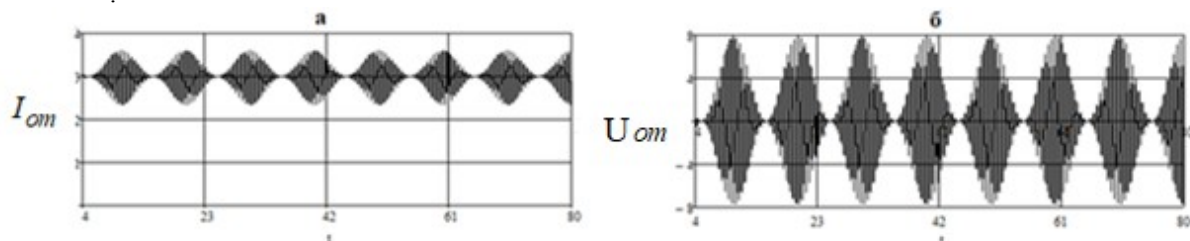


Рисунок 3а - АМ сигнал на выходе фоторезистора  $M=1$ ,  $f'=2$ ,  $w=0.601$ , рисунок 3б - восстановленный оптический АМ сигнал. Максимальная амплитуда сигнала фоторезистора равна:  $w=0.601$

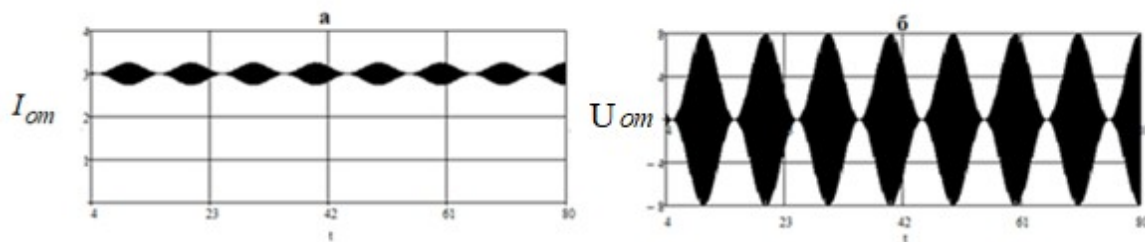


Рисунок 4а - АМ сигнал на выходе фоторезистора  $M=1$ ,  $f'=5$ ,  $w=0.251$ , рисунок 4б - восстановленный оптический АМ сигнал. Максимальная амплитуда сигнала фоторезистора равна:  $w=0.251$

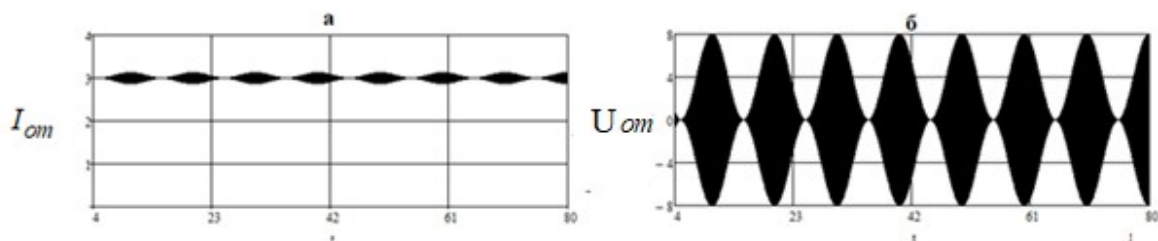


Рисунок 5а - АМ сигнал на выходе фоторезистора  $M=1$ ,  $f'=10$ ,  $w=0.127$ , рисунок 5б - восстановленный оптический АМ сигнал. Максимальная амплитуда сигнала фоторезистора равна:  $w=0.137$

Сравнивая рисунки 2,3,4,5 видим, что с ростом частоты амплитуда АМ-сигнала на выходе приёмника уменьшается, тогда как амплитуда восстановленного сигнала остаётся практически постоянной (в рамках рассмотренной модели). График зависимости максимальной амплитуды выходного сигнала от обратной частоты (рисунок 6) показывает переход к линейной зависимости при увеличении частоты (кривая 2).

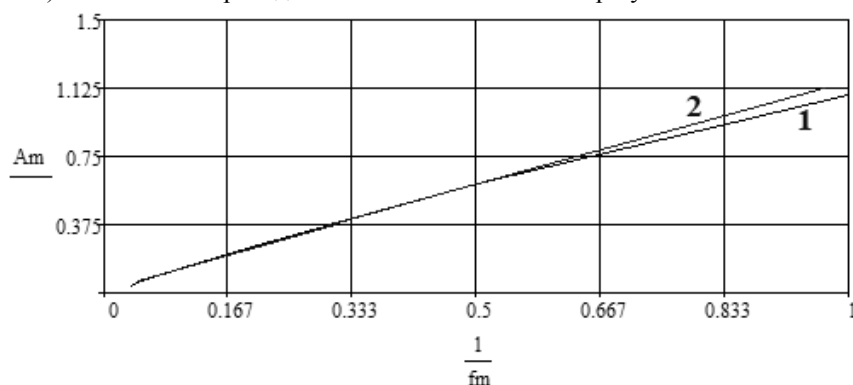


Рисунок 6. 1-Зависимость максимальной амплитуды сигнала фоторезистора от обратной частоты. 2-линейная зависимость максимальной амплитуды сигнала фоторезистора от обратной частоты.

Поскольку исходные кинетические уравнения в общем случае нелинейны, требуются дополнительные расчёты, учитывающие эту нелинейность, для оценки точности восстановления при произвольных частотах методом дифференцирования. Открытыми остаются вопросы, связанные с физическими механизмами «восстановления» формы сигнала при заданной частоте, а также пороговые границы, при которых метод остаётся работоспособным с допустимой точностью. Важными факторами являются также тепловые шумы фоторезистора и уровень возбуждения, которые влияют на соотношение сигнал/шум и величину нелинейных искажений.

Основываясь на результатах проведенной работы можно сделать следующие выводы:

1. Метод дифференцирования выходного сигнала фоторезистора позволяет в ряде приближений восстановить форму модулированного оптического импульса даже тогда, когда граничная частота приёмника существенно ниже частоты модуляции. Это справедливо при условии, что кинетика носителей линейна либо аппроксимируется линейной на рассматриваемых частотах.
2. При высоких частотах модуляции система кинетических уравнений может линеаризоваться, что облегчает представление решения в виде суммы синусоидальных составляющих (Фурье-подход) и даёт возможность анализировать восстановление по отдельным гармоникам.
3. Численные эксперименты показывают: амплитуда сигнала на выходе фоторезистора убывает с ростом частоты, тогда как амплитуда восстановленного сигнала остаётся практически неизменной в рамках выбранной модели. Это указывает на работоспособность метода дифференцирования как способа компенсации низкой пропускной способности приёмника.

### Литература:

1. В.М. Мхитарян, Х.В. Партамян. Скоростные фотоприемники импульсного излучения на основе "инерционных" фоторезисторов и фотодиодов. Журнал технической физики, 1982, т. 52, № 9, стр. 1900-1902.
2. В.А. Горюнов, В.Я. Гришаев, Е.В. Никишин. Кинетика фотопроводимости при возбуждении высокочастотными импульсами. Изв. вузов. Поволжский регион. Физ.-мат. науки, № 4, 242 (2012)
3. Б.Н. Денисов, Е.В. Никишин Исследования кинетики неравновесных носителей в полупроводнике по среднему значению фотопроводимости при периодическом оптическом возбуждении. Физика и техника полупроводников. 2014г., Т.42, вып. 2, С.175-178.

The paper discusses a method for reconstructing the shape of an optical signal recorded by a photoresistor whose cutoff frequency is significantly lower than the modulation frequency of the incident radiation. Such detectors are traditionally limited in speed, which narrows their applicability in high-speed optoelectronics. The proposed approach is based on the fact that for short light pulses the photoresistor operates as an integrating element, while differentiation of the output signal makes it possible to approximate the form of the original modulated radiation. Mathematical modeling of the kinetics of nonequilibrium carriers in the semiconductor was carried out, taking into account recombination and diffusion, as well as numerical calculations of amplitude-modulated signals in the Mathcad software environment. The results show that the amplitude of the photoresistor's output signal decreases with increasing frequency, whereas the reconstructed signal remains stable within the investigated model. This confirms the feasibility of the method and its potential for compensating the limited bandwidth of photodetectors.

## **Повышение безопасности плавания по внутренним водным путям на основе использования машинного зрения**

асп. Кораблев Е.Д.

Волжский государственный университет водного транспорта,  
Российская Федерация, 603950, г. Н. Новгород, ул. Нестерова, д. 5

**Аннотация:** Определение актуального местоположения судна на судовом ходу являет собой одну из ключевых задач повышения безопасности судоходства и является основополагающим фактором технологии автономного судовождения. В условиях ограниченной видимости, динамически изменяющейся путевой обстановки, а также отсутствия стабильного спутникового сигнала на отдельных участках водных путей навигационные методы, основанные на глобальных спутниковых системах (GNSS) таких как: Navstar, ГЛОНАСС, BEIDOU, могут оказаться недостаточно надёжными. Вследствие этого возникает необходимость разработки дополнительных подходов, сочетающих методы машинного зрения с использованием стационарных навигационных ориентиров, в частности знаков навигационной обстановки.

**Ключевые слова:** GNSS, GPS, машинное обучение, нейронные сети, автономная навигация, машинное зрение, компьютерное зрение

**Введение.** Знаки навигационной обстановки (ЗНО) характеризуются визуальной информацией (форма, цвет, маркировка), определенной соответствующим государственным стандартом [1], что делает их потенциальными объектами для распознавания и геолокации с помощью машинного зрения. Интеграция алгоритмов машинного обучения и глубоких нейронных сетей в системы технического зрения позволит автоматически идентифицировать ЗНО в реальном времени, оценивать их пространственное положение относительно судна и на основе известных геодезических координат ЗНО, вычислять его текущие координаты.

Актуальность данной задачи обусловлена необходимостью повышения автономности и отказоустойчивости навигационных систем, особенно в контексте развития технологий автономного судовождения. Вместе с тем, использование машинного зрения позволит снизить зависимость судоводителей от сигналов GNSS и позволит функционировать в условиях частичной недостоверности GNSS-сигнала [2] или полного его отсутствия. Разработка и внедрение методов определения местоположения судна на основе анализа изображений ЗНО позволит расширить количество инструментов навигационного обеспечения и будет способствовать повышению безопасности судовождения.

**Цель работы** заключается в исследовании применимости метода определения местоположения судна на судовом ходу на основе анализа видеопотока с использованием алгоритмов машинного зрения и известных геодезических координат ЗНО, обеспечивающего надёжное позиционирование в условиях ограниченной доступности или недостоверности сигналов глобальных навигационных спутниковых систем.

**Опыт применения машинного зрения.** В последние десятилетия машинное зрение стало неотъемлемой частью интеллектуальных транспортных систем и автономных платформ, включая наземные и воздушные средства. Одним из наиболее развитых направлений является распознавание дорожных знаков с использованием методов глубокого обучения. Вопрос о детектировании дорожных знаков не является новым и давно рассматривается различными исследователями [3,4]. Более поздние работы [5] предлагают существенные результаты с распознаванием до 98% дорожных знаков. Эти и многие другие работы, основанные на данной теме, показывают, что технология машинного зрения более чем применима в отношении наземного транспорта.

Более близкой темой к данному исследованию является проблема определения местоположения беспилотных и пилотируемых летательных аппаратов с применением технологий машинного зрения. Например, в работе Зикратова И.А., Беляева П.Ю., Неверова Е.А. «Алгоритм ориентирования на местности беспилотных летательных аппаратов с использованием машинного зрения» [6]. В данной работе был проведен реальный эксперимент, который показал удовлетворительные результаты и показал, что для лучшего определения необходимы визуально различимые паттерны.

Работы [7,8] в данной тематике обобщают опыт, а также рассматривают общие проблемы машинного зрения, например такие, как определение изображения в условиях плохой видимости, разработка алгоритмов, улучшающих качество изображения (фильтры).

**Основная часть.** ЗОН на внутренних водных путях стандартизированы в соответствии с международными и национальными правилами. Они несут в себе визуальную информацию о границах фарватера, опасных участках, направлении движения и других навигационно значимых факторах. Каждый

знак имеет строго определённую форму, цвет, надписи и светосигнальные характеристики [1], что делает их потенциальными объектами для распознавания с помощью алгоритмов машинного зрения.

Процесс местоопределения на основе машинного зрения включает несколько ключевых этапов. На первом этапе видеопоток с бортовых камер (обычно – стереокамер или камер с высоким разрешением и широким динамическим диапазоном) подвергается предварительной обработке: коррекции освещённости, подавлению шумов, стабилизации изображения. Затем применяются методы детекции объектов — такие как YOLO (You Only Look Once), SSD (Single Shot MultiBox Detector) или более современные архитектуры на основе трансформеров, – обученные на размеченных наборах данных (датасетах), содержащих изображения различных типов ЗНО в разных погодных и световых условиях.

После успешного распознавания знака система сопоставляет его с цифровой картой водного пути, содержащей географические координаты и характеристики всех ЗНО. При наличии стереокамер или при использовании методов монокулярной глубины (monocular depth estimation) становится возможным оценить расстояние до знака и, соответственно, вычислить текущие координаты судна в локальной системе отсчёта.

Особое значение такой подход приобретает в условиях, когда спутниковые системы дают сбой – например, при наличии высоких береговых линий, под мостами, в густой городской застройке или при радиопомехах. Кроме того, визуальное местоопределение может служить независимым источником проверки корректности GPS-данных, повышая общую надёжность навигационного комплекса.

Важным преимуществом машинного зрения является его пассивность: система не излучает сигналов и не зависит от внешней инфраструктуры, кроме уже существующих навигационных знаков. Это делает легко интегрируемой в существующие судовые комплексы. В перспективе такие системы могут стать ключевым компонентом автономных речных судов, обеспечивая безопасное и точное следование по маршруту без постоянного участия человека.

**Заключение.** Применение машинного зрения для местоопределения речных судов по ЗНО возможно и обладает значительным потенциалом, особенно в условиях ограниченной доступности спутниковых сигналов или при необходимости резервирования навигационных систем. Однако на пути к практической реализации и широкому внедрению лежит ряд существенных технических, методологических и нормативных препятствий. Одной из ключевых проблем остаётся отсутствие открытых и полноценных датасетов, содержащих разнообразные изображения ЗНО в реальных условиях – при различных углах обзора, освещённости, погодных явлениях и расстояниях. Это затрудняет обучение и валидацию моделей распознавания. Кроме того, сами ЗНО часто располагаются на значительном удалении от судна и могут быть частично скрыты волнами, растительностью или другими объектами, что дополнительно усложняет их обнаружение.

Существенные ограничения накладывают и технические характеристики необходимые камерам: высокое разрешение на большой дальности, наличие стабилизации изображения и высокая светочувствительность (для работы в сумерках или тумане). Поскольку современные алгоритмы глубокого обучения не в состоянии компенсировать физические ограничения входного сигнала.

Немаловажным фактором является и нормативно-правовая сторона вопроса. В Российской Федерации вопросы сертификации и допуска подобных систем к использованию в коммерческом судоходстве регулируются в части внутреннего водного транспорта – Росморречфлотом и его подведомственными структурами, включая Речной классификационный орган (РКО). На сегодняшний день отсутствуют чёткие требования и методики оценки безопасности и надёжности систем навигации на основе машинного зрения, что тормозит их внедрение на практике.

Таким образом, несмотря на перспективность применения машинного зрения в рамках повышения безопасности судоходства и построения инфраструктуры для перехода к автономному судоходству, реализация подобной системы требует комплексного решения: создание специализированных датасетов, подбора необходимой аппаратной базы (камер или стереокамер, локальных вычислительных комплексов), подбора или разработки алгоритмов обработки получаемых изображений, подбора или разработки нейронной сети, способной с высокой точностью рассчитывать расстояние до ЗНО и сравнивать их с эталоном (картой), согласование с Российским классификационным обществом.

## Литература

1. ГОСТ 26600-98. Знаки навигационные внутренних водных путей. Общие технические условия : Межгосударственный стандарт : дата введения 2000-07-01 / Министерство транспорта Российской Федерации. – Изд. официальное. – Москва : ИПК Издательство стандартов, 2001. – 37 с.

2. ГОСТ Р 52928-2010 Система спутниковая навигационная глобальная. Термины и определения : Национальный стандарт Российской Федерации : 2011-07-01 / ОАО «Российские космические системы». – Изд. официальное. – Москва : Стандартинформ, 2011. – 16 с.

3. Якимов, П. Ю. Предварительная обработка цифровых изображений в системах локализации и распознавания дорожных знаков / П. Ю. Якимов // Компьютерная оптика. – 2013. – Т. 37, № 3. – С. 401-406. – DOI 10.18287/0134-2452-2013-37-3-401-405. – EDN RHAYGP.

4. Медведев, М. В. Детектирование дорожных знаков при помощи компьютерного зрения / М. В. Медведев, А. П. Кирпичников, Т. А. Синичкина // Вестник Технологического университета. – 2016. – Т. 19, № 18. – С. 143-147. – EDN WYBSJF.

5. Андриянов, Н. А. Разработка интеллектуальной системы распознавания дорожных знаков на основе методов компьютерного зрения и дистилляции / Н. А. Андриянов, А. Н. Алюнов, М. А. Морозов // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2023. – Т. 21, № 5. – С. 27-35. – DOI 10.18127/j20700814-202305-04. – EDN GCLCXA.

6. Зикратов, И. А. Алгоритм ориентирования на местности беспилотных летательных аппаратов с использованием машинного зрения / И. А. Зикратов, П. Ю. Беляев, Е. А. Неверов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2024. – Т. 24, № 5. – С. 726-737. – DOI 10.17586/2226-1494-2024-24-5-726-737. – EDN WOLNXD.

7. Власов, С. Ю. Машинное зрение в условиях плохой видимости / С.Ю. Власов, М.Х. Кипов // Известия Кабардино-Балкарского научного центра РАН. – 2023. – № 5(115). – С. 25-31. – DOI 10.35330/1991-6639-2023-5-115-25-31. – EDN FIBFIC.

8. Корчагин, С. А. Алгоритмы компьютерного зрения для распознавания объектов в условиях плохой видимости / С. А. Корчагин, Д. В. Сердечный // Инженерный вестник Дона. – 2024. – № 10(118). – С. 287-296. – EDN NGHKSJ.

## **Improving the safety of navigation on inland waterways based on the use of machine vision**

Korablev E.D.

Volga State University of Water Transport

**Abstract:** Determining the location of a vessel on a shipping route is one of the key tasks in improving navigation safety and autonomous ship navigation. In conditions of limited visibility, dynamically changing navigation conditions, and the absence of a stable satellite signal in certain sections of waterways, navigation methods based on global satellite systems (GNSS) such as Navstar, GLONASS, and BEIDOU may not be reliable enough. As a result, it becomes necessary to develop additional approaches that combine machine vision methods with the use of stationary navigation landmarks, such as navigation signs.

**Keywords:** GNSS, GPS, machine learning, neural networks, autonomous navigation, machine vision, computer vision

# ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ЛОКАЛЬНЫХ ОШИБОК В МЕСТООПРЕДЕЛЕНИИ МОРСКИХ ОБЪЕКТОВ

асп. Крит А.А.

Волжский государственный университет водного транспорта, Российская Федерация, 603950, г. Н.  
Новгород, ул. Нестерова, д. 5

**Аннотация:** В данной работе представлена система повышения точности GNSS-данных в реальном времени для морских объектов – как подвижных, так и неподвижных – на основе нейросетевой коррекции координат. Метод компенсирует ошибки, вызванные многолучевостью, атмосферными задержками и другими факторами, особенно актуальными в прибрежной зоне. Обучение нейронной сети (многослойный перцептрон с ReLU-активацией) осуществляется по парам «измеренные – эталонные координаты», полученным в контрольной точке. После нормализации данных модель строит нелинейное отображение для вычисления поправок. В режиме реального времени система формирует скорректированные координаты, которые визуализируются вместе с исходным треком в формате KML. Результаты показывают значительное снижение разброса измерений и рост стабильности, особенно при ограниченной видимости спутников. Подход эффективен для повышения точности автономного местоположения без привлечения внешних дифференциальных поправок.

**Ключевые слова:** GNSS, GPS, нейронная сеть, машинное обучение, автономная навигация, RTK, перцептрон, многолучевость.

## Введение

Спутниковые навигационные системы (GNSS), такие как GPS, ГЛОНАСС и Galileo, обеспечивают глобальное позиционирование для широкого спектра приложений – от личной навигации до геодезии и автоматизированного транспорта. Однако точность автономных GNSS-приёмников ограничена ошибками, вызванными атмосферными задержками, многолучевостью, геометрией спутниковой группы (DOP) и шумами оборудования. В открытой местности ошибка составляет 7–15 м [1], но в городских или лесистых зонах может достигать десятков метров, что затрудняет использование GNSS в задачах высокоточной навигации.

Для морских объектов – как движущихся судов, так и стационарных платформ, буёв или средств навигационного оборудования – точное определение положения критически важно, особенно в условиях прибрежной застройки, портовой инфраструктуры и сложной гидрометеорологической обстановки, где возрастает влияние многолучевых сигналов и частичного экранирования небосвода. Традиционные методы повышения точности – DGNSS, RTK и PPP – требуют дополнительной инфраструктуры (базовых станций, корректирующих сигналов), что ограничивает их применимость в удалённых или слабо оснащённых районах [2].

Актуальным решением становится применение машинного обучения для адаптивной коррекции координат без внешних поправок. В работе предлагается метод повышения точности GNSS в реальном времени с использованием искусственной нейронной сети. Подход основан на построении нелинейного отображения между измеренными координатами и эталонными значениями в контрольной точке с помощью многослойного перцептрона, способного аппроксимировать пространственные ошибки [3].

**Цель работы** – разработка и экспериментальная проверка алгоритма нейросетевой коррекции GNSS-координат, позволяющего снизить влияние систематических и случайных ошибок в условиях реального времени, а также оценка эффективности предложенного подхода для применения в навигации морских объектов.

**Система адаптивной коррекции GNSS-измерений.** Для достижения поставленной цели был разработан программный комплекс, реализующий двухэтапный подход: обучение нейросетевой модели коррекции на основе калибровочных данных и последующее применение обученной модели для обработки потоковых GNSS-измерений в реальном времени. Архитектура системы включает модули сбора данных, обучения, инференса, визуализации и сохранения результатов, что обеспечивает полный цикл от первичных измерений до интерпретируемого геопространственного продукта.

**Этап обучения.** На этапе обучения система собирает GNSS-координаты с интервалом 60 секунд в течение 600 циклов вблизи контрольной точки с известными координатами. Формируются пары «измеренные – истинные координаты», по которым вычисляются векторы поправок, используемые как целевые значения для обучения.

В качестве модели применён многослойный перцептрон с двумя входами (долгота, широта), двумя скрытыми слоями по 32 нейрона и двумя выходами (поправки). Между слоями используется функция активации ReLU [4], обеспечивающая нелинейность преобразования. Общее число параметров – 1218. Перед обучением данные нормализуются; модель обучается методом Adam [5] путём минимизации среднеквадратичной ошибки и сохраняется для дальнейшего использования.

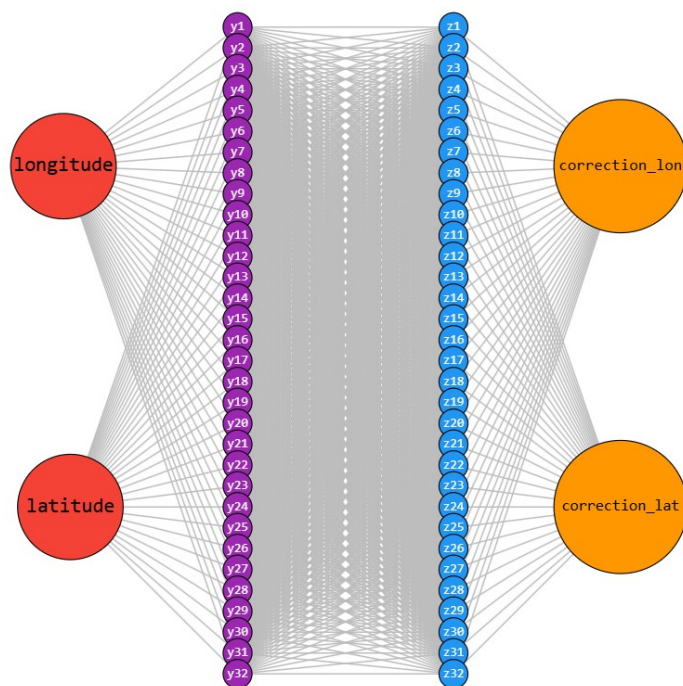


Рисунок 1. Перцептрон прямого распределения системы коррекции координат

Модель на основе полносвязной нейронной сети с ReLU-активацией содержит 1218 параметров и эффективно корректирует GNSS-координаты, аппроксимируя нелинейные ошибки. Данные нормализуются перед обучением, которое проводится методом Adam путём минимизации среднеквадратичной ошибки. Обученная модель сохраняется для повторного использования.

**Этап работы.** На втором этапе – режиме инференса – система функционирует в реальном времени. Поточковые GNSS-данные, поступающие с приемника, нормализуются с использованием параметров, вычисленных на обучающей выборке, после чего подаются на вход предварительно обученной нейронной сети. Модель генерирует поправки для долготы и широты, которые суммируются с исходными измерениями, формируя скорректированные координаты, значительно приближённые к истинному положению.

Эффективность коррекции оценивалась в сложных условиях: при частичном экранировании небосвода (около 50 % видимости спутников), дожде средней интенсивности и наличии отражающих поверхностей, усиливающих многолучевость. В качестве опорной точки использовались высокоточные фиксированные координаты антенны, имитирующие неподвижный морской объект. Визуальный и количественный анализ траекторий до и после коррекции показал существенное снижение разброса измерений и концентрацию скорректированных точек вокруг истинного местоположения, что подтверждает высокую эффективность модели. Для объективной оценки качества рассчитывалось среднее отклонение, демонстрирующее значительное уменьшение позиционной ошибки.

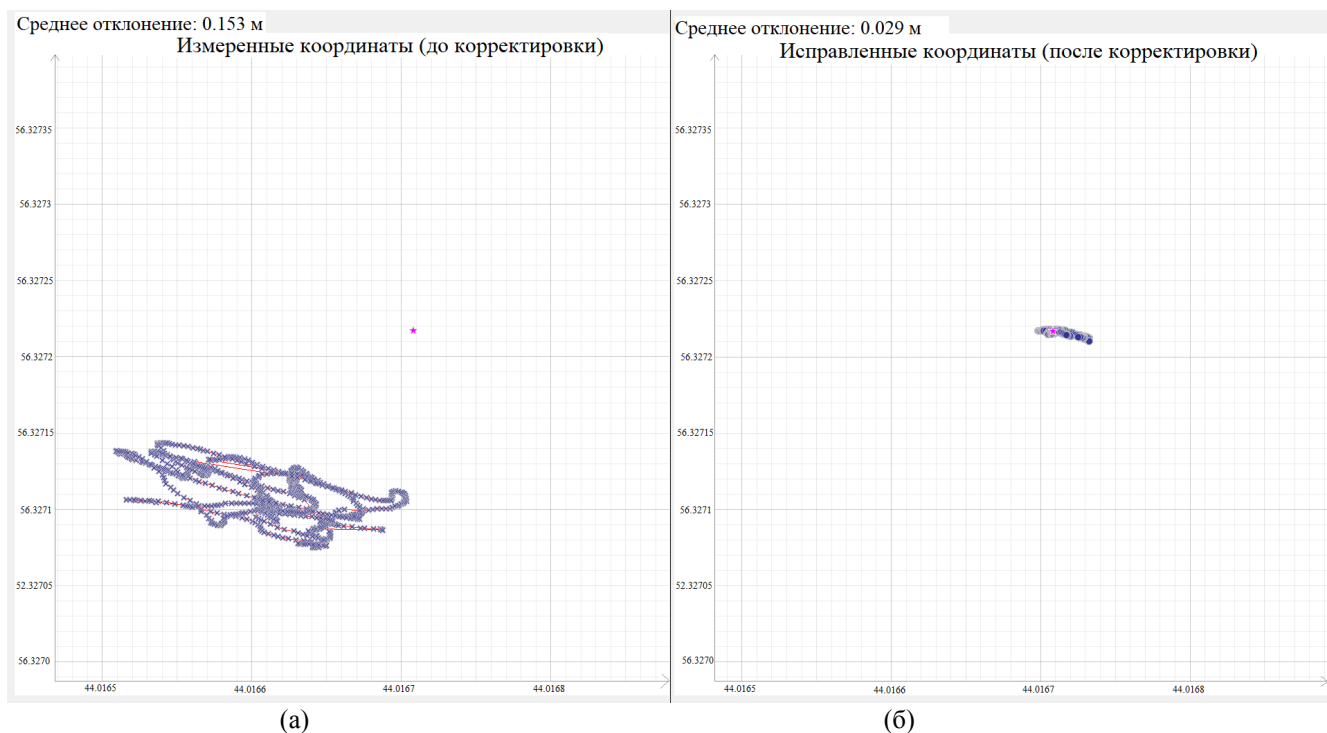


Рисунок 2. Графики отклонения точек: а – измеренные координаты, б – исправленные координаты

Как видно, после прохода через нейросеть, на рисунке 2(б) среднее отклонение между точками измерения становится ниже примерно в 5 раз (было 0.153 метра, становится 0.029 метра), что повышает кучность измерения, что в свою очередь снижает радиус вокруг истинного положения приемника. Это особенно важно для безопасного ведения судов в узкостях, автоматического швартования и точного позиционирования стационарных объектов.

### Заключение

В рамках данной работы разработана модель коррекции GNSS-координат на основе нейронной сети, повышающая точность измерений в реальном времени за счёт компенсации локальных ошибок. Предложенный подход эффективен для решения задач навигации как подвижных, так и неподвижных морских объектов в условиях прибрежной зоны, где традиционные методы часто недоступны. Метод не требует внешних поправок или дополнительной инфраструктуры, что делает его перспективным для автономных систем. Результаты демонстрируют значительное улучшение точности местоопределения. В перспективе планируется расширение модели за счёт учёта дополнительных параметров, что позволит повысить универсальность и применимость подхода для подвижных объектов.

### Литература

1. Маркианов, В.А. Определение приборной точности персонального GPS приемника / В. А. Маркианов, Д. С. Кондрашин, А. Ю. Зданович // Труды лесоинженерного факультета ПетрГУ. – 1999. – №2. – С. 82-83. – EDN UDDHNT.
2. Высокоточная навигация GNSS RTK. – Текст : электронный // Хабр : [сайт]. – URL: <https://habr.com/ru/articles/648247/> (дата обращения: 06.10.2025).
3. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. Кн. 1: Учеб. пособие для вузов / Общая ред. А.И.Галушкина. – М.: ИПРЖР, 2000. – 416 с.: ил. (Нейрокомпьютеры и их применение).
4. He J., Li L., Xu J. ReLU deep neural networks from the hierarchical basis perspective // Computers & Mathematics with Applications. – 2022. – Vol. 120. – P. 105–114. – ISSN 0898-1221.
5. Kingma D. P., Ba J. Adam: A Method for Stochastic Optimization [Electronic resource] // arXiv. – 2014. – Preprint. – arXiv:1412.6980 [cs.LG]. – URL: <https://arxiv.org/abs/1412.6980> (дата обращения: 25.09.2025).

# THE USE OF NEURAL NETWORK TECHNOLOGIES TO CORRECT LOCAL ERRORS IN THE LOCATION OF MARINE OBJECTS

Krit A.A.

Volga State University of Water Transport

**Abstract:** This paper presents a system for improving the accuracy of GNSS data in real time for marine objects, both mobile and stationary, based on neural network coordinate correction. The method compensates for errors caused by multipath, atmospheric delays, and other factors that are especially relevant in the coastal zone. The neural network (a multilayer perceptron with ReLU activation) is trained using the «measured–reference coordinates» pairs obtained at the control point. After data normalization, the model builds a non-linear mapping to calculate corrections. In real time, the system generates adjusted coordinates, which are visualized along with the original track in KML format. The results show a significant reduction in the measurement spread and increased stability, especially with limited satellite visibility. The approach is effective for improving the accuracy of an autonomous location without involving external differential corrections.

**Keywords:** GNSS, GPS, neural network, machine learning, autonomous navigation, RTK, perceptron, multipath.

## **Модификация программной архитектуры IP-аудиокодека для автоматизации контроля качества**

Малеев Д.В.

Нижегородский Государственный Технический Университет им Р.Е. Алексеева

Статья посвящена автоматизации контроля качества ПО IP-аудиокодека. Рассмотрены несколько видов ошибок, выявленных в процессе тестирования. На основе информации об этих ошибках предложены изменения в архитектуру ПО IP-аудиокодека, которые позволили автоматизировать контроль качества ПО и повысить стабильность работы устройства. Описанные методы могут быть применены к другим системам, выполняющим обработку данных в режиме реального времени.

Ключевые слова: контроль качества, тестирование, автоматизация, радиовещание.

Современное оборудование, используемое в сетях теле- и радиовещания, обладает большим набором функций, каждая из которых может быть настроена несколькими способами. Как правило, поддерживается несколько стандартов обработки и передачи данных. Может быть представлена поддержка различных медианосителей для ввода/вывода контента. Для работы в сложных конфигурациях обычно используются механизмы синхронизации, подстройки скорости для работы в асинхронном режиме, резервирования и бесшовного переключения. При этом к самим устройствам предъявляются высокие требования по надёжности и стабильности работы. В таких условиях контроль качества является обязательным этапом на всех стадиях разработки оборудования.

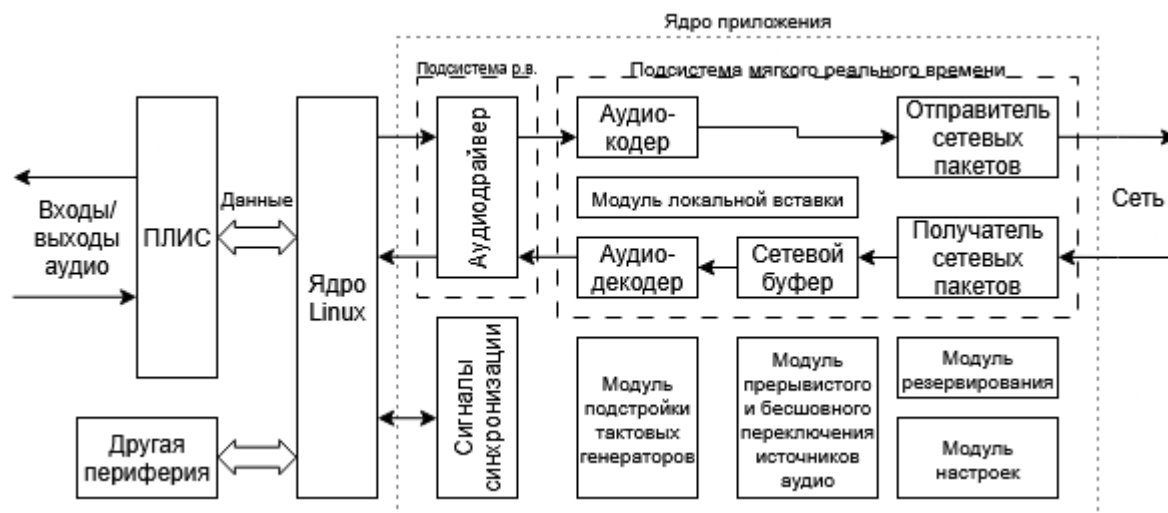
IP-аудиокодеки используются в сетях теле- и радиовещания для надёжной доставки контента внутри студии и от студии к сети передатчиков. Внутреннюю структуру устройства можно разделить на аппаратную и программную составляющие. Методы автоматизации тестирования и самотестирования аппаратной части описаны в работах [1,2,3,4], а в данной статье рассматриваются особенности автоматизации контроля качества ПО разрабатываемого IP-аудиокодека.

Как и во многих современных устройствах, богатство и гибкость функционала IP-аудиокодека обеспечивается его ПО, работающем в режиме мягкого реального времени, а производительность обеспечивается использованием многоядерной СнК. Процесс разработки ПО IP-аудиокодека ничем не отличается от процесса разработки аналогичного ПО, за исключением необходимости обеспечения синхронизации и ввода-вывода данных в строго отведённый интервал времени. Такие конструкции программного кода являются достаточно хрупкими, поскольку внесение небольшой дополнительной задержки может привести к выдаче верного результата в неверный момент времени. Стоит отметить, что отдельные модули (библиотеки, исполняемые файлы) могут быть разработаны специалистами, не знакомыми с особенностями работы конечного ПО. Также состав команды разработчиков ПО может меняться, новые разработчики могут не знать о накладываемых временных ограничениях, а также обо всех настройках устройства. В результате человеческий фактор становится основной причиной появления ошибок в ПО.

Для выявления ошибок ПО подвергается тестированию. Однако в случае рассматриваемого IP-аудиокодека классические подходы к тестированию осложняются несколькими факторами:

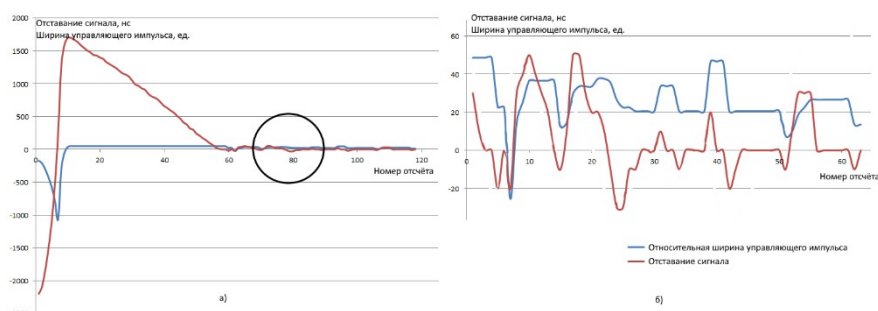
- большое количество уникальных вариантов конфигурации;
- зависимость результата работы устройства от внешних помех (например, сетевых задержек и потерь пакетов);
- необходимость использования большого количества внешнего оборудования (часто целых стоек с оборудованием) для тестирования отдельных функций;
- необходимость длительного тестирования для выявления однократных, накапливаемых, трудновоспроизводимых ошибок и проблем долговременной стабильности;
- сложность выявления проблем на ранних стадиях из-за нехватки информации о внутреннем состоянии системы;
- сложность выполнения отложенного анализа параметров из-за большого количества данных, а также влияние процесса записи отладочных параметров системы на работу самой системы.

Поскольку ресурсы на выполнение тестирования ограничены, сложные проблемы зачастую остаются незамеченными на этапе контроля качества и проявляются во время эксплуатации. Целью данной работы является модификация программной архитектуры IP-аудиокодека для автоматизации контроля качества, что позволит выявлять проблемы на ранних этапах тестирования.



**Рис. 1** Обобщенная структурная схема программной архитектуры IP-аудиокодека

На рис. 1 показана обобщенная структурная схема программной архитектуры IP-аудиокодека. Программный код написан на языке C++, что способствует появлению типовых для этого языка ошибок (например, ошибок управления памятью) и проблем с производительностью (например, при чрезмерном использовании динамической памяти). Способы выявления подобных видов ошибок подробно описаны в литературе и не рассматриваются в данной статье. Термин «модуль» используется условно, поскольку архитектура IP-аудиокодека является монолитной.

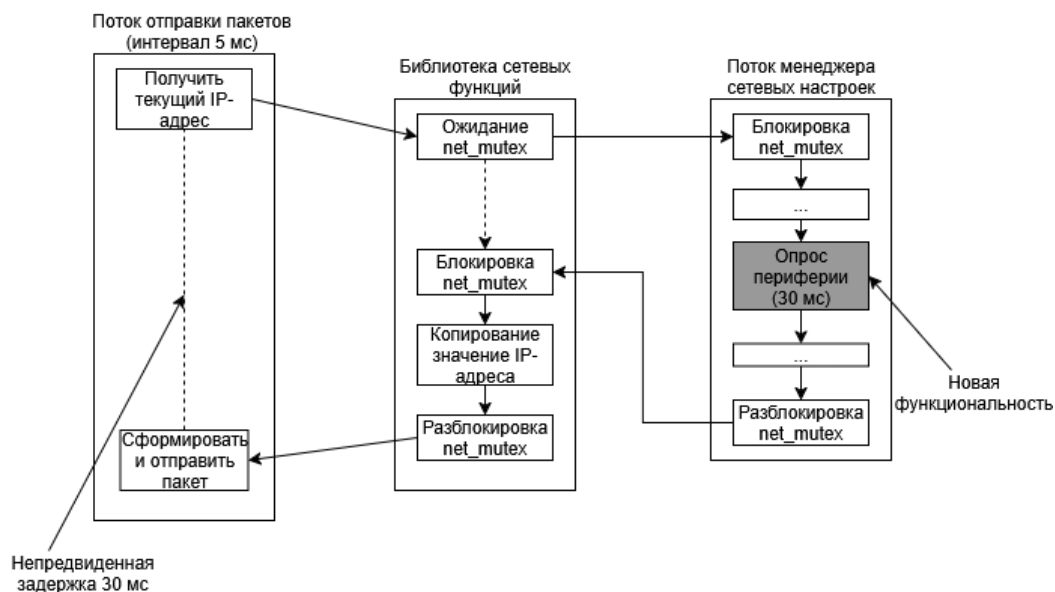


**Рис. 2** Результат работы ПИД-регулятора; а) общий вид процесса подстройки; б) увеличенный вид стационарного режима

В процессе выполнения данной работы было выявлено несколько видов ошибок, наиболее существенно влияющих на качество ПО.

1. Существенная отстройка коэффициентов линейных и ПИД-регуляторов от истинных значений, а также ступенчатое изменение коэффициентов в зависимости от величины отклонения сигнала от целевого значения и другие алгоритмические ошибки (рис. 2). Хотя в среднем отклонение сигнала колеблется около целевого значения, эта ошибка приводит к повышенной осцилляции и увеличению времени, необходимого для подстройки регулятора, а в отдельных случаях к разрегулированию и выходу регулируемого параметра за допустимые пределы с последующим перезапуском процесса регулирования. Тестирование может не выявить такую ошибку, поскольку в большинстве случаев ПО удаётся завершить подстройку в достаточно короткий промежуток времени, а редкие сбои могут быть либо не учтены (например, из-за отсутствия механизма их учёта), либо списаны на ошибки взаимодействия с другими блоками тестовой установки.

2. Наличие паразитных обратных связей, например, при регулировке одного параметра и одновременном измерении стабильности этого либо другого, непосредственно связанного с первым, параметра. Как правило, в этом случае либо выбираются слишком большие пограничные значения неустойчивости, либо искусственно занижаются коэффициенты регулятора. Тестирование не может выявить такую ошибку, поскольку ПО зачастую успешно справляется с регулировкой в лабораторных условиях.



**Рис. 3 Распространение задержки между компонентами из-за связности кода**

3. Чрезмерная связность кода, приводящая к зависимости качества работы одних фрагментов кода от качества работы других фрагментов (рис. 3). При тестировании выглядит как нарушение работы многих функций ПО после внесения небольших изменений.

4. Задержки при исполнении программного кода (например, при выполнении операций ввода-вывода, системных вызовов, операций с памятью и др., а также искусственно внесённые задержки). Тестирование может не выявить проблему, поскольку в среднем ПО успевает отработать задачу; сбой может произойти при длительном тестировании или при наложении нескольких факторов, которые увеличат задержку.

5. Наложение задержек (алиасинг), которое происходит при прохождении данных через два программных модуля, каждый из которых работает со своей задержкой. Не влияет на работу самого IP-аудиокодека, но может нарушать работу устройств, принимающих данные от него. Тестирование может не выявить проблему, поскольку нет потери данных.

6. Существенный разброс уровня заполнения приемного буфера из-за возникающих задержек. Тестирование не может выявить кратковременные изменения длительностью менее периода обновления показателей.

Обобщив найденные виды ошибок, можно утверждать, что для полноценного их выявления необходимо измерять входные и выходные параметры программных модулей, а также время выполнения критических участков. Как было отмечено ранее, непрерывное измерение всех параметров непосредственно в процессе работы устройства не представляется возможным из-за большого количества необходимых измерений. Для снижения сложности тестирования был применён комплексный подход:

- модули, которые возможно протестировать отдельно от остальной части ПО, подвергаются модульному тестированию;
- при тестировании приложения целиком попеременно включаются различные метрики таким образом, чтобы замедление работы было незначительным;
- если возможно, модули, выполняющие обработку данных, заменяются на модули-заглушки, имитирующие обработку данных, что снижает вычислительные затраты.



Описанные в данной работе изменения ПО IP-аудиокодека позволили автоматизировать отдельные тесты на этапе контроля качества. Были выявлены наиболее часто встречающиеся виды ошибок, приводящих к нестабильной работе устройства. На основе этого была изменена программная архитектура, а также добавлены метрики в критические участки программного кода, которые позволяют в автоматическом режиме анализировать работу ПО и выявлять ошибки в короткий промежуток времени. Описанный подход позволил выявить и исправить наиболее критичные и технически сложные недочёты в работе IP-аудиокодека. В будущем планируется расширить покрытие кода автоматическими тестами. Методы, изложенные в данной статье, могут быть применены в разработке других приложений, осуществляющих обработку данных в режиме реального времени.

#### Список литературы

1. Малеев Д.В., Ямпурин Н.П. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ТЕСТИРОВАНИЯ IP АУДИОКОДЕКА IP LINK ONE. 22-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2020», Москва, Россия, доклады, 2020.
2. Малеев Д.В. ОПТИМИЗАЦИЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ДЛЯ РЕЖИМА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С НИЗКОЙ ЗАДЕРЖКОЙ ДЛЯ IP АУДИОКОДЕКА IP LINK ONE. 23-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2021», Москва, Россия, доклады, 2021.
3. D. Maleev. Quality Control Automation of IP Audio Codec Software. 2022 24th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA).
4. Малеев Д.В. РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПОДСИСТЕМЫ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ. 26-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2024», Москва, Россия, доклады, 2024.

D.V. Maleev

Architecture changes of IP audio codec software for quality control automation  
Nizhni

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

Quality control automation of IP audio codec software is described. Several types of software bugs that were found during testing are demonstrated. Software architecture changes based on these findings are proposed. These changes simplify quality control automation of software and improve device stability. Described methods could be applied to similar systems that process data in real time.

## ИИ-ОПТИМИЗАЦИЯ В СИСТЕМАХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Матвеев П.Р.

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Княгинино

Аннотация: традиционные алгоритмы EDA (симуляция отжига, генетические алгоритмы) исчерпывают свой потенциал перед лицом экспоненциального роста сложности чипов, где миллиарды транзисторов, многоядерность и гетерогенная интеграция создают серьёзные вызовы для проектирования. Машинное обучение и искусственный интеллект принципиально меняют подход к созданию электронных систем. Вместо ресурсоемких прямых вычислений ИИ-алгоритмы используют прогностические модели, основанные на анализе обширных массивов данных успешных проектов. Это позволяет перейти от реактивного поиска и исправления ошибок к проактивной оптимизации, предсказывая параметры производительности, энергопотребления и выхода годных изделий еще на этапе проектирования, что кардинально сокращает время разработки и снижает стоимость создания перспективных микросистемных компонентов.

Ключевые слова: искусственный интеллект, системы проектирования, машинное обучение.

Наиболее ярко преимущества ИИ проявляются в задаче автоматического размещения и трассировки. Проблема заключается в необходимости разместить миллионы стандартных ячеек и макроблоков на кристалле, соединив их миллиардами проводников таким образом, чтобы минимизировать площадь, задержки сигналов и энергопотребление, избежав при этом нарушений проектных норм. Ключевым прорывом стало представление кристалла чипа в виде двумерной сетки, аналогичной изображению, что позволило применять сверточные нейронные сети для его анализа. Ещё более перспективным оказался подход с использованием обучения с подкреплением, где агент-алгоритм взаимодействует со средой-кристаллом, получая награду за каждое действие, улучшающее целевую метрику. Конкретными применениями стали предсказание перегрузки проводящих слоёв ещё до этапа трассировки и прогнозирование задержек критических путей без необходимости запуска медленного статического временного анализа на каждой итерации. Это позволяет proactively, то есть упреждающе, перемещать ячейки из зон будущих «заторов», экономя огромные вычислительные ресурсы и сокращая время проектирования с недель до дней.

Сравнение традиционных и ИИ-подходов в EDA представлено в таблице 1.

Таблица 1.

| Аспект                | Традиционный подход                           | ИИ-подход                                               | Преимущества ИИ                               |
|-----------------------|-----------------------------------------------|---------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|
| Основа метода         | Детерминированные алгоритмы, эвристики        | Статистические модели, обучение на данных               | Способность находить неочевидные зависимости  |
| Зависимость от данных | Слабая. Алгоритм работает с текущим дизайном. | Сильная. Требуется больших наборов данных для обучения. | Качество решений растёт со временем           |
| Скорость анализа      | Медленная, особенно на поздних этапах         | Крайне высокая для предсказаний                         | Сокращает итерации с недель до дней или часов |
| Качество результата   | Хорошее, но часто в локальных оптимумах       | Потенциально выше на 10-20%                             | Находит неочевидные конфигурации              |
| Адаптивность          | Низкая. Требуется ручной настройки.           | Высокая. Модель можно дообучить под новые техпроцессы.  | Ускоряет освоение новых технологических узлов |

Рабочий процесс проектирования с интеграцией искусственного интеллекта представлен в таблице 2.

Таблица 2.

| Ранняя стадия проектирования |                       |                                                                                                           |
|------------------------------|-----------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Логический синтез            | Исходное RTL-описание | ИИ-предсказание<br>- Оценочная площадь<br>- Оценочное энергопотребление<br>- Оценочная производительность |
| Физическое проектирование    |                       |                                                                                                           |

|                                    |                                                  |                                                                     |
|------------------------------------|--------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|
| Размещение                         | Традиционный алгоритм (force-directed)           | ИИ-агент (RL) для размещения и оптимизации                          |
| Трассировка                        | Поиск пути на графе                              | ИИ-предсказание перегрузки и рекомендации по трассировке            |
| Финальный анализ и верификация     |                                                  |                                                                     |
| Статический временной анализ (STA) | Точный, но медленный анализ всех временных путей | Быстрая ML-модель для ранней оценки и оптимизации критических путей |
| Анализ годных                      | Физическое моделирование и статистические методы | ML-предсказание выхода годных на основе макета                      |
| Отправка на производство           |                                                  |                                                                     |

Следующим критически важным аспектом является оптимизация энергопотребления. Современные чипы оснащаются сложнейшими схемами управления питанием, такими как Power Gating, Multi-Vt и Dynamic Voltage and Frequency Scaling, ручная настройка которых стала практически невозможной. Здесь модели машинного обучения анализируют временные пути и классифицируют ячейки на критичные, которые должны быть быстрыми и размещены оптимально, и некритичные, которые могут работать медленнее, но гораздо энергоэффективнее. Алгоритмы учатся глобально назначать ячейкам высокое или низкое пороговое напряжение, минимизируя утечки мощности при строгом соблюдении временных ограничений, а также интеллектуально управлять тактированием, предсказывая, какие блоки можно отключать в конкретные моменты времени без ущерба для производительности.

Одной из самых мощных возможностей ИИ является предсказание параметров чипа ещё до его изготовления на фабрике, что позволяет избежать многомесячных циклов проб и ошибок и сэкономить десятки миллионов долларов на запуске производства. Модели, обученные на реальных заводских данных и результатах тестирования, способны с высокой точностью прогнозировать процент выхода годных кристаллов на основе анализа их макета. Вместо запуска тысяч ресурсоёмких статистических моделирований по методу Монте-Карло быстрая ML-модель предсказывает, как случайные технологические вариации в процессе производства повлияют на параметры каждого отдельного транзистора. Кроме того, решаются задачи прогнозирования целостности сигналов, такие как перекрёстные наводки, звон и запаздывание, на основе чисто геометрических характеристик проводников.

Сравнивая традиционные и ИИ-подходы, можно выделить фундаментальные различия. Традиционные методы основаны на детерминированных алгоритмах и эвристиках, в то время как ИИ использует статистические модели и обучение на данных. Это даёт ИИ ключевое преимущество — способность находить неочевидные зависимости и глобальные оптимумы, недоступные для классических методов. Сильная зависимость ИИ от данных, требующая больших наборов для обучения, одновременно является и его силой: качество решений непрерывно растёт по мере накопления корпоративного опыта, создавая эффект «цифрового двойника» компании. По скорости анализа ИИ демонстрирует подавляющее преимущество, заменяя часы вычислений на мгновенные предсказания, что радикально сокращает количество итераций в проектировании. Качество результатов, таких как общая длина проводников или энергопотребление, как ожидается, на 5-10% выше благодаря нахождению неочевидных конфигураций. Наконец, ИИ обладает гораздо более высокой адаптивностью, его модели можно относительно быстро дообучить под новые технологические узлы, например, при переходе с 5нм на 3нм процесс, в то время как традиционные алгоритмы требуют трудоёмкой ручной настройки.

Ожидаемые метрики для процессорного ядра представлены в таблице 3.

Таблица 3. Сравнение ожидаемых результатов использования инструментов для проектирования

| Метрика                   | Традиционный EDA-инструмент | Инструмент с ИИ | Улучшение             |
|---------------------------|-----------------------------|-----------------|-----------------------|
| Время выполнения          | 100% (взято как начальное)  | ~30-50%         | Сокращение в 2-3 раза |
| Общая длина проводников   | 100% (взято как начальное)  | ~90-95%         | Снижение на 5-10%     |
| Пиковое энергопотребление | 100% (взято как начальное)  | ~92-97%         | Снижение на 3-8%      |
| Количество DRC-нарушений  | 50-100                      | < 20            | Уменьшение в 2-5 раз  |

Ожидаемые метрики для реального сценария размещения процессорного ядра демонстрируют потенциал технологии. Время выполнения этапа размещения и трассировки может сократиться до 30-50% от исходного за счёт замены множества итераций анализа на быстрые предсказания ML. Общая длина проводников и пиковое энергопотребление могут быть снижены на 5-10%, а количество нарушений проектных норм после трассировки может уменьшиться в разы, так как ИИ заранее предсказывает и избегает проблемных зон. Прогнозируемый выход годных кристаллов при этом увеличивается на несколько процентных пунктов за счёт учёта технологических вариаций уже на этапе проектирования. Ведущие игроки рынка EDA, такие как Synopsys с платформой DSO.ai и Cadence с Cerebrus, уже активно внедряют эти технологии, и их успех в конечном счёте будет определяться не только совершенством алгоритмов, но и доступом к уникальным и обширным наборам данных, накопленных за десятилетия работы в отрасли.

## **AI OPTIMIZATION IN DESIGN SYSTEMS**

Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics, Knyaginino

**Abstract:** traditional EDA algorithms (simulated annealing, genetic algorithms) are exhausting their potential in the face of exponential growth in chip complexity, where billions of transistors, multi-core architectures, and heterogeneous integration pose significant design challenges. Machine learning and artificial intelligence are fundamentally changing the approach to creating electronic systems. Instead of resource-intensive direct computations, AI algorithms use predictive models based on the analysis of extensive data sets from successful projects. This enables a shift from reactive error detection and correction to proactive optimization, predicting performance, power consumption, and yield parameters at the design stage, dramatically reducing development time and reducing the cost of creating advanced microelectronic components.

**Keywords:** artificial intelligence, design systems, machine learning.

## СЕТЬ LORA НА УЧАСТКАХ ПРОИЗВОДСТВА РАБОТ С ПОВЫШЕННОЙ ОПАСНОСТЬЮ

асп. Мухин Н.А.

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Российская Федерация, 606340, Нижегородская область, г. Княгинино, Ул. Октябрьская, д. 22а

Аннотация: В работе рассматривается беспроводная технология дальнего радиуса действия LoRa и возможность её применения для мониторинга персонала в зонах повышенной опасности при обслуживании оборудования в газовой отрасли при наличии высокого уровня промышленных помех.

**Ключевые слова:** LoRa, беспроводная сеть, участки повышенной опасности, беспроводная передача, мониторинг.

### Введение

Традиционные проводные системы мониторинга требуют значительных затрат на установку и обслуживание, особенно в труднодоступных или взрывоопасных зонах. В этой связи особую перспективу представляют беспроводные сенсорные сети, основанные на энергоэффективных технологиях передачи данных. Технологии беспроводной связи, особенно те, которые работают на высоких частотах, демонстрируют низкую устойчивость к физическим препятствиям. Это делает их малоприспособленными для использования в природных и сложных географических условиях.

LoRa выбрана для построения сети в зонах повышенной опасности благодаря уникальной способности передавать данные на большие расстояния при минимальном энергопотреблении. Её устойчивость к помехам, глубокое проникновение сигнала сквозь препятствия и надёжная работа в экстремальных условиях делают технологию идеальным решением для мониторинга и оповещения в нестандартных ситуациях, обеспечивая непрерывную связь там, где традиционные сети недоступны.

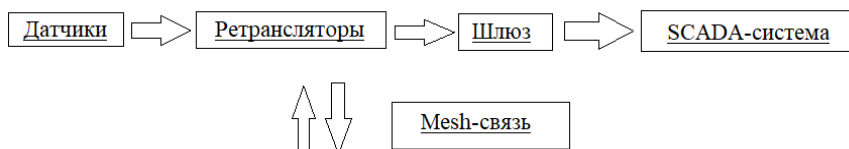


Рисунок 1. Схема проектируемой системы

Ключевой особенностью радиointерфейса LoRa является его высокая помехоустойчивость. Рисунки ниже демонстрируют функционирование описанного детектора сигнала LoRa в условиях аддитивного белого гауссовского шума. А в таблице 1 приведены результаты моделирования в среде Matlab работы детектора при различных отношениях сигнал/шум и коэффициентах расширения спектра.

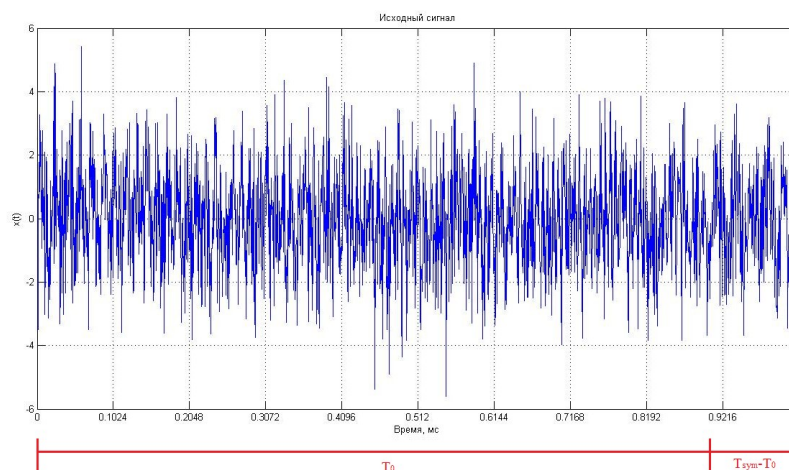


Рисунок 2. Исходный сигнал

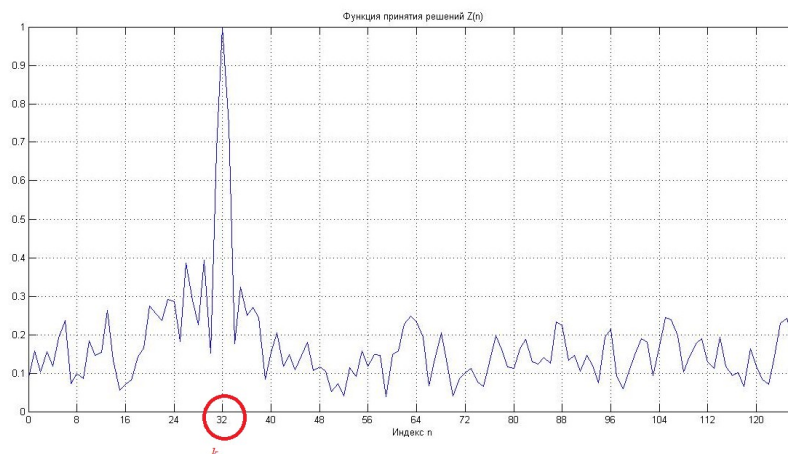


Рисунок 3. Функционирование описанного детектора сигнала LoRa в условиях аддитивного белого гауссовского шума

Обеспечение устойчивого и непрерывного функционирования системы передачи данных в любых условиях — особенно важна для промышленных объектов, где потеря данных может привести к аварии или остановке производства. Для повышения надёжности возможно использовать:

- Разнесенный прием (2 антенны);
- Частотное разнесение (3 канала);
- Временное разнесение (3 попытки передачи).

В технологии LoRa используется ортогональная CSS-модуляция, которая позволяет эффективно передавать данные даже в условиях слабого сигнала и высоких помех.

#### Алгоритм передачи и приёма

Передача:

1. Данные разбиваются на блоки.
2. Каждому блоку ставится в соответствие уникальный чирп.
3. Чирп модулируется по частоте и отправляется через антенну.

Приём:

1. Приёмник выделяет чирп из общего уровня шума.
2. Используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (FFT) или специализированный процессор для демодуляции.
3. Декодирование сигнала и восстановление данных.

Ортогональные SF: устройства с разными SF могут работать на одном канале без взаимных помех.

ADR (Adaptive Data Rate): автоматически меняет SF, BW и мощность передачи в зависимости от качества канала.

Резистентность к многолучевому распространению: благодаря форме сигнала, чирпы сохраняют целостность даже при отражении от препятствий.

Шифрование: в протоколе LoRaWAN используется AES-128 для защиты данных.

#### Расчёт кривой Окумура-Хата

Это эмпирическая модель потерь сигнала в реальной среде, разработанная японскими учёными Хироши Окумурой и Масацугу Хата. Она позволяет предсказать уровень затухания сигнала (path loss) с учётом:

- Частоты сигнала;
- Высоты антенн;
- Расстояния между узлами;
- Типа местности (городская, сельская, открытая).

Формула Фрииса говорит, что сигнал может пройти 10 км, а на деле — исчезает уже через 500 метров из-за плотной застройки, помех или даже деревьев.

Потому что в теории связь возможна, а на практике — нет.

Именно поэтому проектировщики используют кривую Окумура-Хата — она даёт более реалистичную картину распространения сигнала в реальных условиях. Особенно если речь о городской или пересечённой местности, где идеальные условия — редкость.

Кривая Окумура-Хата — это не просто цифры на бумаге. Это инструмент, позволяющий видеть мир так, как его не видит глаз: сквозь стены, сквозь препятствия, сквозь молчание.

Она помогает сделать правильный выбор – где поставить шлюз, какую частоту выбрать, нужно ли использовать направленные антенны.

Основная формула для приблизительного расчета потерь при распространении:

$$Loss(дБ) = A + B \cdot \lg(d) - \alpha + C \quad (1)$$

Где:

$Loss(дБ)$  – ослабление сигнала от передатчика к приёмнику, выраженное в децибелах (дБ).

$d$  – расстояние между передатчиком и приёмником (обычно в метрах или километрах).

$\lg(d)$  – десятичный логарифм (как принято в расчётах в децибелах), но иногда может быть натуральным.

$A$  – константа, учитывающая системные потери (например, усиление антенн, базовые потери на определённом расстоянии и т. д.).

$B$  – коэффициент, связанный с показателем затухания; характеризует скорость убывания сигнала с расстоянием. В свободном пространстве он равен примерно 2, а в реальных условиях может быть от 2 до 6.

$\alpha$  – поправочный коэффициент. Может зависеть от частоты, затенения или замираний сигнала. Если он вычитается, то может обозначать улучшение (например, за счёт разнесённого приёма).

$C$  – ещё одна константа, которая может учитывать влияние окружающей среды: препятствия, стены, растительность и т. д.

Для открытой местности:

$$Loss(дБ) = A + B \cdot \lg(d) - \alpha + C = 126.01 + 2 \cdot \lg 5 - 8.87 - 28.35 = 90.19 \text{ дБ}$$

Для пригорода:

$$Loss(дБ) = A + B \cdot \lg(d) - \alpha + C = 126.01 + 2 \cdot \lg 5 - 8.88 - 5.42 = 113.11 \text{ дБ}$$

Для среднего города:

$$Loss(дБ) = A + B \cdot \lg(d) - \alpha + C = 126.01 + 2 \cdot \lg 5 - 8.88 + 0 = 118.53 \text{ дБ}$$

Для большого города:

$$Loss(дБ) = A + B \cdot \lg(d) - \alpha + C = 126,01 + 2 \cdot \lg 5 - 5.04 + 0 = 122.37 \text{ дБ}$$

Общие параметры:

$$A = 69.55 + 26.16 \cdot \lg(f) - 13.82 \cdot \lg(h_h) \quad (2)$$

$$A = 69.55 + 26.16 \lg(868) - 13.82 \lg(30) = 69.55 + 76.87 - 20.41 = 126.01$$

$$B = 44.9 - 6.55 \lg(h_m) \quad (3)$$

$$B = 44.9 - 6.55 \lg(5) = 44.9 - 4.58 = 40.32$$

Параметры при различных условиях:

Открытая местность.

$$\alpha = (1.1 \lg(f) - 0.7) \cdot h_m - (1.56 \lg(f) - 0.8) \quad (4)$$

$$\alpha = (1.1 \lg(868) - 0.7) \cdot 5 - (1.56 \lg(868) - 0.8) = (3.23 - 0.7) \cdot 5 - (4.58 - 0.8) = 8.87$$

$$C = -4.78(\lg(f) \cdot 2 + 18.33 \lg(f)) - 40.94 \quad (5)$$

$$C = -4.78 \lg(868)^2 + 18.33 \lg(868) - 40.94 = -41.27 + 53.86 - 40.94 = -28.35$$

Пригороды.

$$\alpha = (1.1 \lg(f) - 0.7) \cdot h_m - (1.56 \lg(f) - 0.8) \quad (6)$$

$$\alpha = (1.1 \lg(868) - 0.7) \cdot 5 - (1.56 \lg(868) - 0.8) = 12.66 - 3.78 = 8.88$$

$$C = -2 \left( \frac{\lg(f)}{28} \right)^2 - 5.4 \quad (7)$$

$$C = -2(\lg(868)/28)^2 - 5.4 = -5.42$$

Средний город.

$$\alpha = (1.1 \lg(f) - 0.7) \cdot h_m - (1.56 \lg(f) - 0.8) \quad (8)$$

$$\alpha = (1.1 \lg(868) - 0.7) \cdot 5 - (1.56 \lg(868) - 0.8) = 12.66 - 3.78 = 8.88$$

C=0

Большой город.

$$\alpha = 3.2 \cdot (\lg(11.75 \cdot hm))^2 - 4.97$$

(9)

$$\alpha = 3.2(\lg(11.75 \cdot 5))^2 - 4.97 = 5.04$$

C=0

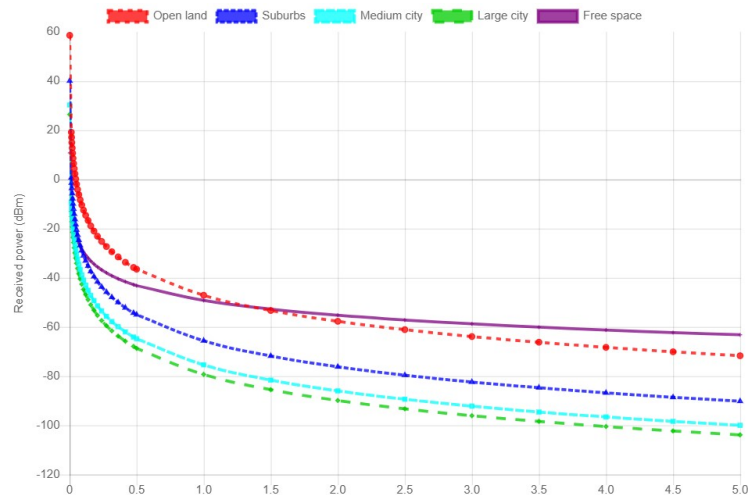


Рисунок 4. График зависимости полученной мощности от расстояния

### Заключение

Проведенные расчёты и проведённый анализ позволяют сделать вывод, что технология LoRa удовлетворяет требования к дальности передачи и помехоустойчивости.

Технология LoRa демонстрирует высокую эффективность при организации связи в зонах повышенной опасности. Её способность функционировать в сложных условиях, обеспечивать длительную автономную работу устройств и стабильно передавать данные на значительные расстояния делает её незаменимой для систем экстренного оповещения, мониторинга окружающей среды и контроля инфраструктурных объектов. LoRa повышает безопасность и оперативность реагирования, что особенно критично при ликвидации чрезвычайных ситуаций.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Колисниченко Д. Беспроводная сеть дома и в офисе. М.: БХВ-Петербург, 2015 - 997 с.
2. Таненбаум Э., Уэзеролл Д. Компьютерные сети.: Питер, 2019. 186с.
3. Степанов Н.В. Систематизированный обзор особенностей реализации физического уровня протокола LoRa // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023 Том 17 №11. С. 11-26.

### LORA NETWORK IN HIGH-DANGER AREAS

N.A. Muhin

Nizhniy Novgorod State University of Engineering and Economic

**Abstract:** The paper discusses the long-range wireless technology LoRa and its application for monitoring personnel in high-risk areas when servicing equipment in the gas industry in the presence of high levels of industrial interference.

**Keywords:** LoRa, wireless network, high-risk areas, wireless transmission, monitoring.

## **Защита радиоканала передачи данных в беспилотных летательных аппаратах**

Магистрант Цивилев С.А.

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Российская Федерация,  
606340, Нижегородская область, г. Княгинино, ул. Октябрьская, д. 22 А

**Аннотация:** С повсеместным распространением беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в гражданской сфере — от мониторинга и логистики до кинематографии — остро встает вопрос безопасности. Одной из наиболее уязвимых составляющих БПЛА является радиоканал связи между аппаратом и наземной контрольной станцией. В данной статье рассматриваются ключевые угрозы каналу управления и передачи телеметрии, а также современные методы и технологии их парирования.

**Ключевые слова:** БПЛА, Спуфинг, AES-128, AES-256, помехи, канал передачи.

### **Введение**

Эффективность и безопасность применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в решающей степени зависят от надежности и защищенности канала связи. Радиоканал, связывающий аппарат с наземной станцией управления, является критическим элементом всей системы, одновременно выступая и ее наиболее уязвимым звеном. Растущая сложность задач, выполняемых дронами — от мониторинга критической инфраструктуры до доставки коммерческих грузов — сопровождается увеличением объемов передаваемых данных и ужесточением требований к их конфиденциальности, целостности и доступности. В этих условиях угрозы перехвата, глушения или подмены управляющих команд становятся не просто теоретическими рисками, а реальными вызовами, способными привести к материальному ущербу, раскрытию чувствительной информации и даже к созданию чрезвычайных ситуаций. Таким образом, разработка и внедрение комплексных систем защиты радиоканала превращается из опциональной функции в обязательное условие для дальнейшего развития и интеграции беспилотных технологий.

**Цель работы:** разработка и обоснование комплексного подхода к защите радиоканала передачи данных в беспилотных летательных аппаратах для обеспечения конфиденциальности, целостности и доступности управляющих команд и телеметрической информации.

### **Задачи работы:**

Провести анализ угроз безопасности радиоканалов БПЛА, включая перехват данных, глушение сигнала и подмену управляющих команд.

Исследовать существующие методы и средства защиты радиоканалов в беспилотных системах.

Разработать модель нарушителя и определить требования к системе защиты радиоканала.

Предложить архитектуру системы защиты, включающую криптографические методы, механизмы аутентификации и защиты от помех.

Оценить эффективность предложенных решений и проанализировать их влияние на основные характеристики БПЛА.

**Объект исследования:** системы передачи данных в беспилотных летательных аппаратах.

**Предмет исследования:** методы и средства защиты радиоканала управления и телеметрии в БПЛА.

**Актуальность работы** обусловлена возрастающей зависимостью современных БПЛА от надежности каналов связи, расширением областей их применения и увеличением количества кибератак на беспилотные системы.

### **Основная часть**

Современные системы защиты радиоканалов БПЛА строятся по принципу многоуровневой обороны, где каждый уровень решает конкретные задачи противодействия угрозам. Архитектура такой системы включает:

1. **Физический уровень** - защита посредством Spread Spectrum технологий
2. **Канальный уровень** - криптографическая защита и аутентификация
3. **Сетевой уровень** - защита маршрутизации и управление сессиями
4. **Прикладной уровень** - защита полезной нагрузки и телеметрии

#### **2.2. Криптографические методы защиты**

##### **2.2.1. Алгоритмы шифрования**

**Симметричное шифрование:** AES-256/GOST 3412-2015 для шифрования потоков данных

**Асимметричное шифрование:** ECC P-384/GOST R 34.10-2012 для аутентификации и обмена ключами

**Использование российских криптографических стандартов:** ГОСТ 28147-89, ГОСТ Р 34.11-2012

##### **2.2.2. Системы управления ключами**

Динамическая генерация сеансовых ключей  
Иерархическая структура ключевой системы  
Протоколы безопасного обмена ключами (DLPK, KDK)

### 2.3. Методы защиты от помех и перехвата

#### 2.3.1. Технологии расширения спектра

**FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum):** 1600 перескоков/сек в диапазоне 2.4 ГГц

**DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum):** коэффициент расширения 32-64

**OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing):** адаптивная модуляция QPSK-64QAM

#### 2.3.2. Пространственные методы защиты

Адаптивные антенные решетки

MIMO-технологии (до 8x8)

**Beamforming** с электронным управлением лучом

Рассмотрим таблицу 1 исследующая существующие методы и средства защиты радиоканалов в беспилотных системах.

| Категории защиты              | Конкретный метод/технология              | Принцип действия                                                                                  | Преимущества                                                                    | Недостатки и ограничения                                                                  |
|-------------------------------|------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|
| Криптография и аутентификация | Симметричное шифрование (AES)            | Шифрование всего трафика «Воздух-земля» и «земля-воздух» с использованием общего секретного ключа | Высокая скорость, низкие задержки, стойкость к взлому                           | Сложность безопасного распределения и обновления ключей                                   |
|                               | Асимметричное шифрование (RSA,ECC)       | Используется для цифровой подписи команд и аутентификации сеанса связи                            | Надежная аутентификация, безопасный обмен ключами                               | Высокие вычислительные затраты, непригодно для шифрования всего потока в реальном времени |
|                               | Коды аутентификации сообщений (MAC/HMAC) | Генерация криптографического хэша для каждой команды/пакета данных                                | Гарантирует целостность и аутентичность данных, защиты от подмены               | Увеличивает объем передаваемых данных                                                     |
| Защита от помех (Jamming)     | FHSS(Frequency-Hopping Spread Spectrum)  | Синхронное псевдослучайное переключение рабочей частоты передатчиком и приемником                 | Высокая устойчивость к узкополосным и селективным помехам                       | Сложная реализации, требуется точная синхронизация                                        |
|                               | DSSS(Direct-Sequence Spread Spectrum)    | Размывание сигнала по широкой полосе частот с помощью псевдослучайного кода                       | Устойчивость к широкополосным помехам, сложность обнаружения сигнала            | Более сложный прием, требует большей полосы пропускания                                   |
|                               | Адаптивные антенные системы              | Формирование острой диаграммы направленности в сторону легитимного источника сигнала              | Повышение отношения сигнал/шум, физическая защита от помех с других направлений | Высокая стоимость, сложность и увеличение размеров аппаратуры                             |

|                                       |                                   |                                                                                 |                                                                       |                                                                  |
|---------------------------------------|-----------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|
| Протокольная и организационная защита | Частные защищенные протоколы      | Использование проприетарных протоколов, вместо открытых (Wifi)                  | Сложность обратной разработки и анализа для злоумышленника            | Высокая стоимость разработки и отсутствие совместимости          |
|                                       | Регулярное обновление ПО и ключей | Патчи для устранения уязвимостей и периодическая смена криптографических ключей | Закрывает известные уязвимости, снижает риски от компрометации ключей | Требует налаженного процесса и безопасного канала для обновления |
|                                       | Сегментация сетей                 | Использование выделенных, изолированных каналов для управления и телеметрии     | Ограничивает ущерб в случае компрометации от одного из каналов        | Усложняет архитектуру системы связи                              |

Таблица 1 – исследующая существующие методы и средства защиты радиоканалов в беспилотных системах.

### Заключение

Защита радиоканала БПЛА — это не разовая настройка, а непрерывный процесс и сложная инженерная задача. Универсального решения «на все случаи жизни» не существует. Только многоуровневый подход, сочетающий в себе криптографию, устойчивые методы передачи сигнала, защиту навигации и строгие организационные меры, позволяет создать надежный барьер между беспилотником и теми, кто хочет им завладеть. От успеха в этой «невидимой войне» напрямую зависит, сможем ли мы доверять дронам все более ответственные задачи в будущем.

### Литература

1. Мельников, В. П. Информационная безопасность и защита информации: Учебное пособие для вузов по спец. «Информационные системы и технологии» / В. П. Мельников, С. А. Клейменов, А. М. Петраков; Под ред. С. А. Клейменова. - Пятое изд., Стер. - М.: Academia, 2011. - 331 с.: Ил. - (Высшее профессиональное образование). - Библиогр.: с. 327-328
2. Гладких, А.А. Эффективное перестановочное декодирование двоичных блоковых избыточных кодов / А.А. Гладких, С.М. Наместников, Н.А. Пчелин. // Автоматизация процессов управления. – 2017. – №1(47). – С. 67-74.
3. Кузнецов Р.В. *Разработка методов защиты каналов управления БПЛА в условиях радиоэлектронного подавления*: дис. ... канд. техн. наук. — М.: МАИ, 2021. — 184 с.
4. Белов Е.А., Тимофеев Н.К. «Анализ уязвимостей каналов связи БПЛА к атакам типа «человек посередине» // Информация и космос, 2021, № 3, С. 45–52.
5. Иванов А.В., Петров С.К. *Кибербезопасность беспилотных авиационных систем*. — М.: Техносфера, 2021. — 304 с.

### Protection of the radio channel of data transmission in unmanned aerial vehicles

S.A Tsivilev

Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics

**Abstract:** With the widespread use of unmanned aerial vehicles (UAVs) in the civilian sector, from monitoring and logistics to cinematography, the issue of security has become a pressing concern. One of the most vulnerable components of an UAV is the radio communication channel between the aircraft and the ground control station. This article discusses the key threats to the control and telemetry channels, as well as modern methods and technologies for mitigating them.

**Keywords:** UAV, spoofing, AES-128, AES-256, interference, transmission channel.

# АКТУАЛИЗАЦИЯ И МОДЕРНИЗАЦИЯ БЛОКА РАЗГОНА ДИНАМИЧЕСКИ НАСТРАИВАЕМОГО ГИРОСКОПА

Бугаенко Р.А.

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал), студент  
Россия, Нижегородская обл., г. Арзамас; e-mail:bra5555@mail.ru

Аннотация: В статье рассматривается модернизация и актуализация блока разгона динамически настраиваемого гироскопа унифицированного. Представлены схемы: электрическая структурная и принципиальные блока разгона до и после модернизации, разработанного на основе микроконтроллеров 1886BE5БУ.

Ключевые слова: динамически настраиваемый гироскоп, блок разгона, модернизация, актуализация, микроконтроллер, генератор.

Современные требования к точности, стабильности и надежности гироскопов постоянно растут. Развитие технологий и материалов позволяет создавать более сложные и точные гироскопы, требующие соответствующего проектирования блока разгона (БР) [1].

Наибольшее применение в последнее время нашли динамически настраиваемые гироскопы (ДНГ) [2].

Динамически настраиваемый гироскоп унифицированный (ДНГУ) – это датчик первичной информации, получивший широкое распространение в качестве датчика угловых скоростей благодаря своей высокой точности, небольшой стоимости и малому времени готовности [1, 2].

В современные динамически настраиваемые гироскопические системы интегрируются блоки разгона, для повышения их функциональности.

Система управления динамически настраиваемым гироскопом (ДНГ) должна на выходе осуществлять разгон и поддержание резонансной скорости двигателя гироскопа. Ключевыми факторами задействования блоков разгона является увеличение быстродействия, повышение точности. [3]

Встраивание блоков разгона также приводит к более быстрой адаптации к изменению характеристик среды, для этого корректируется угол наклона или поворота в режиме реального времени.

Также знание положения ротора гироскопа, можно ускорить время вхождения в синхронизм, уменьшить время готовности.

Это особенности и делают их незаменимыми в авиации, космической сфере, робототехнике и судоходстве, где быстродействие, адаптивность, высокая точность и надежность имеют критическое значение. Однако в процессе раскрутки гироскопа может происходить ряд механических колебаний, которые ухудшают его точностные характеристики.

На рис. 1 приведена структурная схема работы блока разгона над которым необходимо провести модернизацию, штрихом выделена необходимая для рассмотрения область.

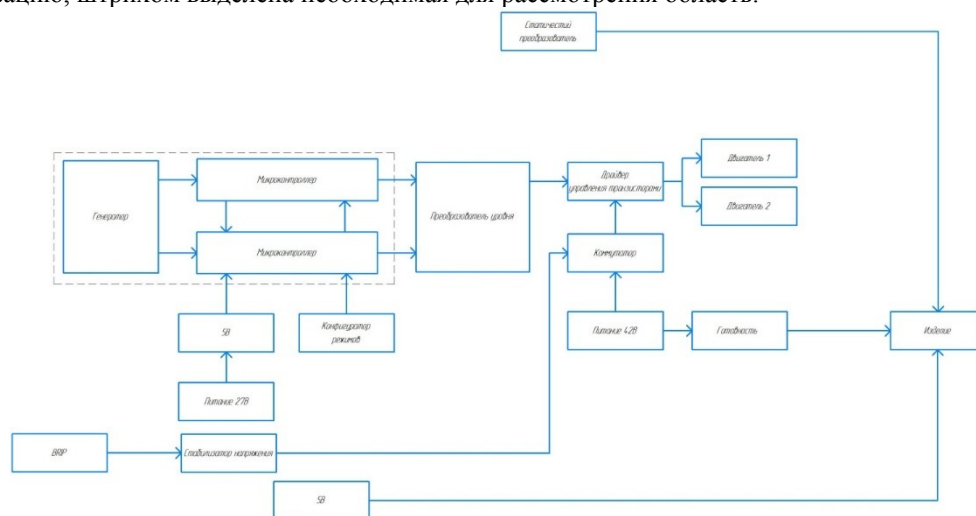


Рис. 1. Схема электрическая структурная устройства блока разгона

Питание устройства осуществляется от бортовой сети  $42\text{В} \pm 3\text{В}$ , а двух микроконтроллеров – через преобразователи напряжения, сбрасывающие напряжение до 5В.

Рассмотрим основные элементы блока разгона, над которыми будет производиться модернизация, а именно над элементом схемы, состоящим из микроконтроллеров и генератора.

Главными компонентами блока разгона являются два микроконтроллера – микросхемы 1886BE5БУ (D17 и D31), представляющие собой 8-разрядные микроконтроллеры с ЭСППЗУ EEPROM-типа, интерфейсами CAN и LIN, внутренней памятью программ размером 8 Кбайт.

Микроконтроллеры предназначены для работы в радиоэлектронной аппаратуре специального назначения.

Микроконтроллер 1886BE5БУ выпускается в 42-выводном металлокерамическом корпусе с жёсткими выводами для монтажа на печатную плату.

Внешнее питание микроконтроллера должно находиться в диапазоне от 4,5 до 5,5В, таким образом в схеме учитывается сброс напряжения для нах до 5В.

Динамический ток потребления не более 50 мА.

В микроконтроллер также поступает частота с генератора, построенного на цифровой микросхеме серии КМОП 1554ЛН1ТБМ (D33) представляющих собой 6 логических элементов НЕ, микросхемы 1554ТЛ2ТБМ (D47) представляющей собой шесть триггеров Шмитта-инверторов, резонатора пьезоэлектрического герметизированного РК467-МН (B1), резисторов R1-8МП-0,125-432 Ом и конденсатора K10-17В-50В-МП0-220пФ.

Модернизация будем производиться над генератором.

В старой схеме генератор задавал частоту на обе микросхемы, данный выбор способствует удешевлению компонентов и производственного процесса, так как резонатор является самой дорогой её частью, но при задаче частоты на микросхему могут возникнуть разнообразные погрешности в работе.

Проводя актуализацию, необходимо сделать для каждой микросхемы индивидуальный задающий частоту резонатор (B1-B2), который использовался в исходной схеме, данное решение уменьшает влияние различных факторов на точность работы блока разгона, а соответственно на точность ДНГУ. Из отрицательных моментов данного решения выделяется только увеличиваемая итоговая стоимость, включая технологический процесс и закупки компонентов.

Задаётся частота на выводы микросхем OSC1 и OSC2. для фильтрации желательно установить конденсаторы, для этого были выбраны K10-17-4В-МП0-15пФ.

На рис. 2 и рис. 3 представлены уже модернизированные вариации схемы вместе с оставленной старой вариацией, заблаговременно вычеркнутые для лучшего представления проделанной актуализации.

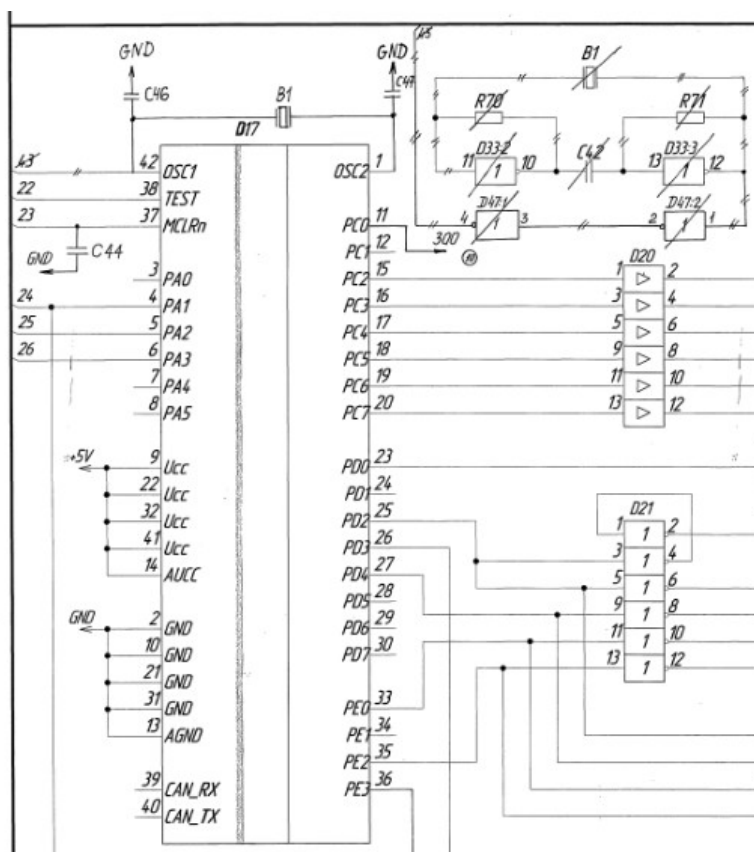


Рис. 2. Измененная принципиальная схема с микросхемой D17 и генератор

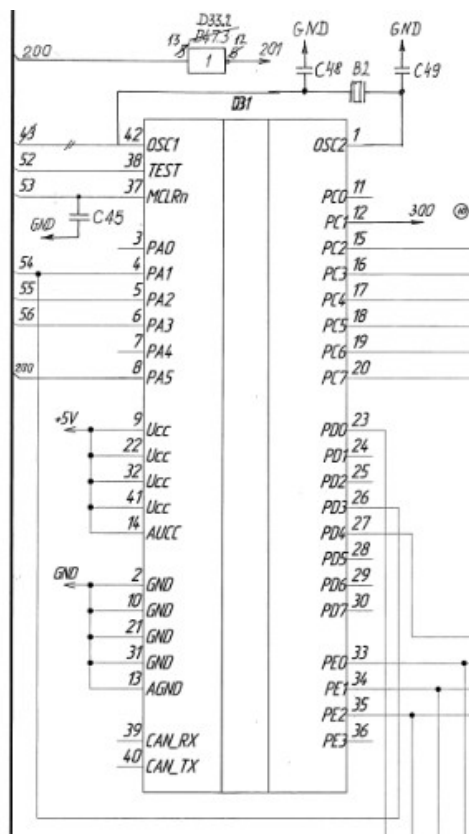


Рис. 3.Измененная принципиальная схема с микросхемойD31

После всех проделанных манипуляций исходная структурная схематакже претерпевает изменения, модернизированный её участок представлен на рис. 4.

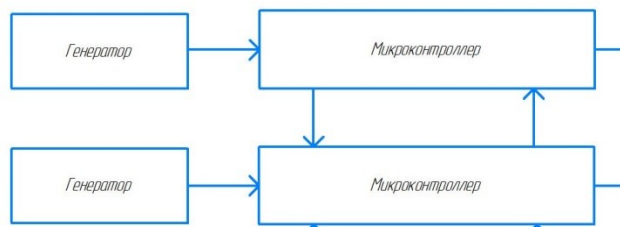


Рис. 4. Изменение в схеме электрической структурной устройства блока разгона

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лавричев, О.В. Перспективы развития ДНГ // Новый оборонный заказ – 2012. - №5 (22). – С. 18-19.
2. Юльметова, О.С. Специальные технологии изготовления прецизионных узлов и элементов гироскопических приборов /Юльметова О.С., Щербак А.Г., Челпанов И.Б. / Учебное пособие – СПб: Университет ИТМО, 2017. – 131 с.
- 3.Т.В. Лисенкова, Е.И. Лазарева.Разработка блока разгона динамически настраиваемого гироскопа унифицированного//– Сборник статей по материалам IX Всероссийской научно-практической конференции. Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева– 2023. –С. 224-227

# ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ БЛОКА УГЛОВОЙ СКОРОСТИ И ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВОГО ДВИЖЕНИЯ

Виноградов И.Д.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт

Россия, Нижегородская обл., г. Арзамас; e-mail: ivan.vinogradov.main@gmail.com

*В данной статье проведен анализ построения блока измерения датчика угловой скорости и углового ускорения на основе гироскопического датчика угловой скорости компенсационного типа. Также была создана структурная схема блока, представлены результаты его функционирования. Для того, чтобы исключить зоны нечувствительности опоры трения датчика угловой скорости были заменены упругим подвесом, состоящим из нескольких опор.*

*Ключевые слова: датчик угловой скорости, датчик углового ускорения, блок угловой скорости.*

На сегодняшний день одним из направлений современной авиации является определение параметров движения объекта систем радиолокации, автономных летательных аппаратов малого радиуса действия и роботизированных систем, например, угловая скорость и угловое ускорение радиолокационных систем наблюдения ближнего радиуса действия за летательными аппаратами. Для того, чтобы измерить каждый параметр, в системе необходимо использовать несколько типов датчиков первичной информации.

Целью данной статьи является исследование возможностей создания блока измерения угловой скорости и углового ускорения на базе датчика угловой скорости (ДУС).

В качестве примера можно рассмотреть одноосный компенсационный ДУС на базе классического гироскопа, структурная схема которого представлена на рисунке 1.

На рисунке 1 представлены функции, имеющие следующие обозначения:

- $W_{\text{чз}}$  – чувствительный элемент;
- $W_{\text{п}}$  – подвижный узел;
- $W_{\text{ду}}$  – датчик угла;
- $W_{\text{дем}}$  – демодулятор;
- $W_{\text{ку}}$  – корректирующее устройство;
- $W_{\text{дм}}$  – обратный моментный преобразователь;
- $\omega_{\text{изм}}$  – измеряемая угловая скорость;
- $M_{\text{гир}}$  – гироскопический момент;
- $\alpha_{\text{чз}}$  – угол поворота ротора гироскопа;
- $U_{\text{ду}}$ ,  $U_{\text{дем}}$ ,  $U_{\text{вых}_\omega}$  – напряжение на выходе датчика угла, демодулятора и ДУС;
- $M_{\text{ком}}$  – компенсационный момент, создаваемый обратным преобразователем.

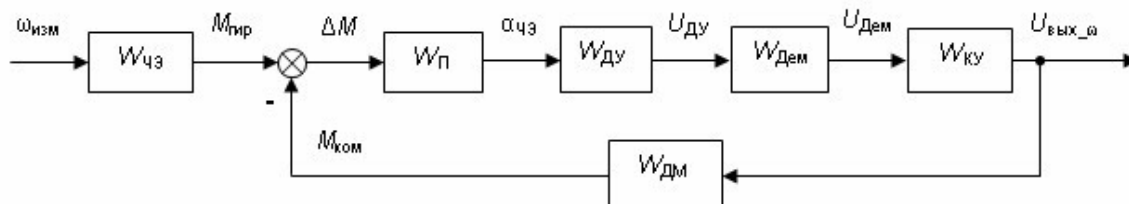


Рис. 1. Структурная схема ДУС

При введении в корректирующее устройство (КУ) угол отклонения чувствительного элемента будет прямо пропорционален изменению угловой скорости. При этом для того, чтобы исключить эффект зоны нечувствительности, обусловленной трением покоя, необходимо применить упругие подвесы гироскопа. Данный момент даст возможность более точно измерять угловую скорость небольших значений.

Рассмотрим конструкцию узлов данной измерительной системы на базе гироскопического ДУС, выпускаемого на АО АНПП «Темп-Авиа» (г. Арзамас).

В качестве чувствительного элемента используется синхронный гироскоп. Он располагается в герметичном гироскопе и для лучшего теплообмена заполнен водородом.

Также в этом датчике применён индукционный датчик, схема которого показана на рисунке 2 (а). Это многополюсный индукционный датчик дифференциального типа. Наличие в пазах датчика только одной обмотки позволяет существенно увеличить сечение меди и повысить надёжность по сравнению с другими датчиками. Пакет ротора представляет собой восьмиполюсный магнитопровод. При работе датчика угла магнитный поток обмотки возбуждения пронизывает сигнальную обмотку в двух направлениях. Поэтому наводимые в ней ЭДС противоположны по фазе, а по величине пропорциональны

магнитной проводимости воздушного зазора. При повороте в сигнальной обмотке возникает разность ЭДС, наводимых в сигнальных обмотках, пропорциональная углу поворота гиросузда.

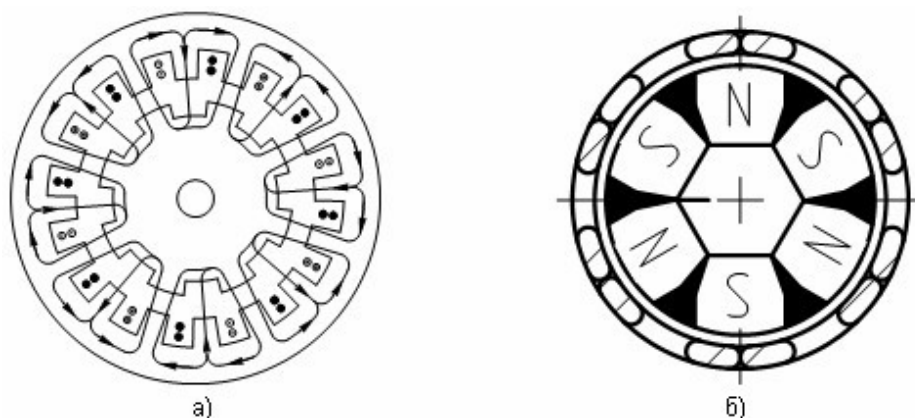


Рис. 2. Схема устройства датчика угла (а) и датчика момента (б)

Наиболее удачным оформлением моментного датчика такого типа в данном случае является электрическая пружина, представляющая собой последовательно соединенные катушки, размещенные в поле постоянного шестипольсного магнита (рис. 2, б), установленного неподвижно в корпусе прибора и каркаса с катушками, установленного на гиросузде.

Оптимальным в конструкции датчика будет применение упругого подвеса гиросузда, схожего с описанным в работе [1]. Преимуществом данного подвеса, показанного на рисунке 3, перед классической шаровой опорой является исключение момента трения при сохранении прочности шарикоподшипниковых опор. В данной конструкции радиус скругления  $R_1$  снимает концентрацию напряжения в местах заделки балок, радиус  $R_2$  обусловлен технологией изготовления балки, угол между балками равен  $\alpha = 2\pi/n$ , где  $n$  – количество балок.

Рассмотрим одну из балок (рис. 3, б). Длина балки определяется выражением:

$$l_{\text{раб}} = R_{\text{раб}} - (1/2h + R_2)\text{ctg}(\alpha), \quad (1)$$

где  $R_{\text{раб}}$  – расстояние от оси  $OZ$  до места крепления балки (рис. 3, 4),

$h$  – толщина балки.

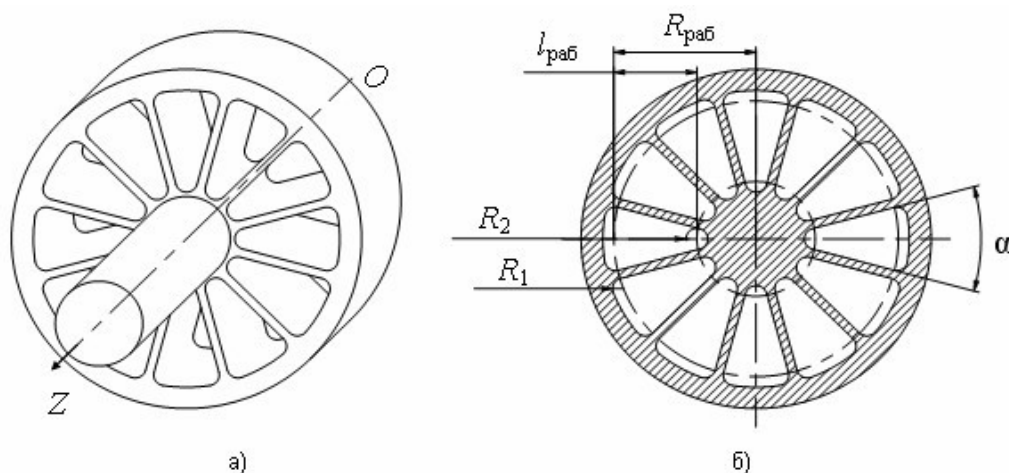


Рис. 3. Конструкция упругого подвеса гиросузда: а) внешний вид, б) сечение

Угол отклонения балки упругого подвеса при кручении подвеса на угол  $\beta$  относительно оси  $OZ$  (рис. 4, б) рассчитывается по формуле:

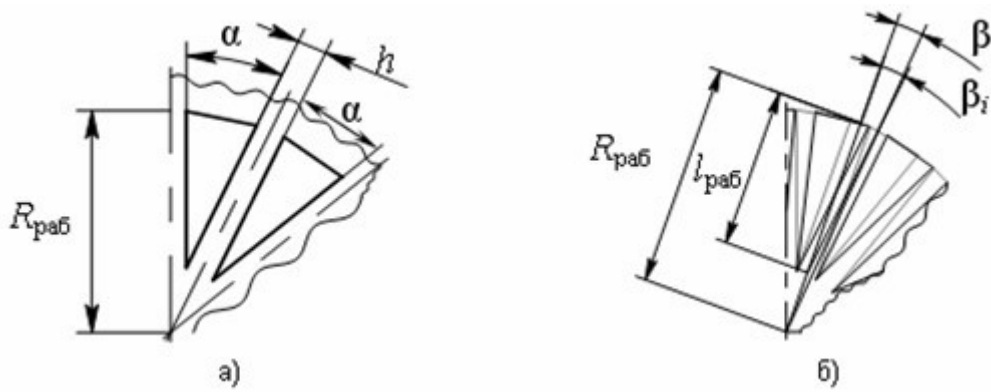


Рис. 4. Схема расположения балки подвеса:  
а) в недеформированном состоянии; б) при продольном изгибе

Если учесть, что время воздействия углового ускорения небольшая, то реализация измерения углового ускорения возможна только при отсутствии зоны нечувствительности, обусловленной трением покоя в опорах. При применении упругого подвеса и введении астатизма в обратную связь появляется возможность измерения угловой скорости. Структурная схема реализации блока измерения угловой скорости  $\omega_{изм}$  и углового ускорения  $\varepsilon_{изм}$  (рис. 5) имеет следующие отличия от одноосного компенсационного ДУС: измеряемая угловая скорость  $\omega_{изм}$  условно представлена суммой постоянной  $\omega_{пос}$  и переменной  $\omega_{пер}$  угловых скоростей; сигнал с демодулятора  $U_{дем}$  подается на дополнительное корректирующее устройство  $W_{\phi 1}$ , с которого выходит сигнал об угловом ускорении  $U_{вых \varepsilon}$ ; корректирующее устройство ДУС разбито на два функциональных звена  $W_{ку}$  и  $W_{\phi 2}$ , одно из которых выведено из-под обратной связи.

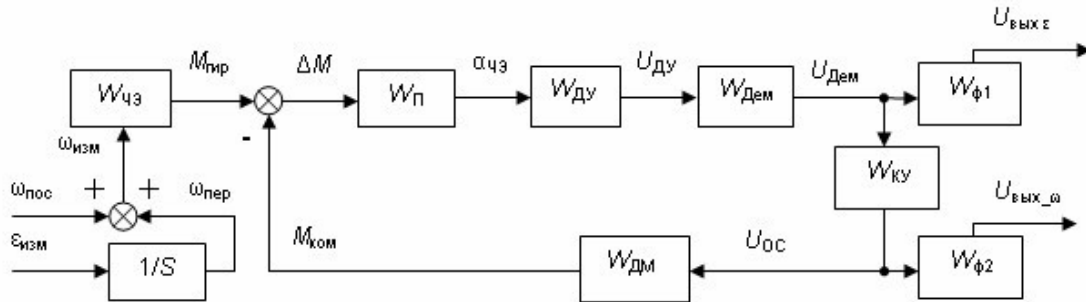


Рис. 5. Структурная схема блока измерения угловой скорости и углового ускорения

Коэффициент жесткости подвеса гиросузла, состоящего из двух соосно расположенных УП, равен  $C_{уп} = 2 c_{раб}$ , и, согласно методике, описанной в работе [2], выбирается из соотношения:

$$C_{уп} = 10^{K/10} f_{пр}^2 / I_z, \quad (5)$$

где  $f_{пр}$  – полоса пропускания полезного сигнала;

$I_z$  – момент инерции гиросузла по оси вращения;

$K$  – запас на резонансной частоте (дБ).

При этом должно выполняться неравенство:

$$\mu / I_z \geq f_{пр}, \quad (6)$$

где  $\mu$  – коэффициент вязкого трения в подвесе.

Коэффициент усиления разомкнутого тракта должен быть равен:

$$K_{рк} = F_{пр} \times K_n \text{ (дБ)}, \quad (7)$$

где  $F_{пр}$  – полоса пропускания полезного сигнала, дек;

$K_n = 20$  дБ/дек – наклон желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура ДУС.

Откуда коэффициент усиления корректирующего устройства равен:

$$K_{ку} = K_{рк} C_{уп} / (K_{ду} \times K_{дм}). \quad (8)$$

где  $K_{ду}$  – коэффициент передачи датчика угла;

$K_{\text{дм}}$  – коэффициент передачи датчика момента.

Исходя из этого, блок электроники для ДУС должен представлять из себя демодулятор, усилитель сигнала, интегратор, фильтр низкой частоты и два тракта коррекции, выдающих сигнал об угловой скорости и угловом ускорении.

Таким образом, данная схема реализации блока электроники позволит измерять угловую скорость и угловое ускорение на подвижных объектах с помощью одного датчика.

Данная схема построения блока электроники актуальна для любых приборов первичной информации компенсационного типа с астатизмом в обратной связи.

#### **Список литературы**

1. Юрманов С.Ю. Оптимизация упругого подвеса чувствительных элементов датчиков в системах навигации // Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева. – 2010. – № 3 (82). – С. 315–324.
2. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. – Москва: Наука, 1976. – 576 с.

## Модернизация буферного усилителя для обеспечения высокоимпедансного входа измерительных каналов

Гольцов М.А.

Арзамасский политехнический институт (филиал) Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева (АПИ НГТУ)

**Аннотация.** В статье рассмотрены методы модернизации буферного усилителя напряжения с целью достижения сверхвысокого входного импеданса, необходимого для прецизионных измерений в каналах, чувствительных к паразитной емкости. Проанализированы основные факторы, определяющие входной импеданс, и предложены схемотехнические решения, проведен выбор операционных усилителей с полевыми транзисторами на входе.

**Ключевые слова:** буферный усилитель, датчик угловых скоростей, волновой твердотельный гироскоп, измерительный канал, высокий импеданс, полевые транзисторы

Основной деталью волнового твердотельного гироскопа (ВТГ) является чувствительный элемент в виде полусферического резонатора, поэтому измерение параметров стоячей волны и управление колебаниями осуществляется емкостными управляющими датчиками и емкостными измерительными датчиками, которые располагаются на узле возбуждения и плате. Эти 3 составляющие спаяны между собой внутри блока создается вакуум. Для управления ВТГ и формирования выходного сигнала используют разработанные электрические системы. Измерительные системы ВТГ включают восемь датчиков линейных перемещений, размещенных по окружности резонатора с периодом 45 град[1] - см. рисунок 1.

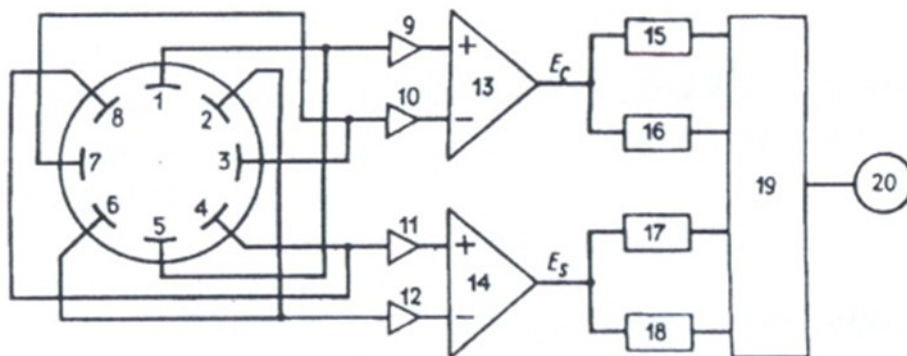


Рисунок 1-функциональная схема ВТГ в режиме ДУС

1 - 8 - емкостные датчики; 9, 10, 11, 12 - предварительные усилители каналов; 13, 14 - операционные усилители; 15, 17 - фазные демодуляторы сигналов; 16, 18 - измерительные каналы; 19 - АЦП (аналого-цифровой преобразователь); 20 - ЭВМ.

Чаще всего применяются емкостные датчики, где проводящая поверхность резонатора является одной обкладкой конденсатора, а другая - внешний электрод, нанесенный на поверхность специальной платы и расположенный на небольшом расстоянии от резонатора. В упрощенных конструкциях вибрационных гироскопов иногда используются пьезоэлектрические датчики, прикрепленные в определенных местах резонатора. Сигналы с датчиков, расположенных под углами 0, 90, 180 и 270 градусов, дифференциально складываются, формируя так называемый косинусный канал информации  $E_c$ . Дифференциально сложенные сигналы с датчиков под углами 45, 135, 225 и 315 градусов образуют синусный канал информации  $E_s$ . Формирование этих сигналов осуществляется с помощью специальных усилителей, способных работать как на постоянном, так и на переменном токе.

В измерительных системах, работающих на постоянном токе, на проводящую поверхность резонатора подается постоянное напряжение, составляющее несколько десятков или сотен вольт.

Применение постоянного напряжения на резонаторе позволяет упростить схему обработки сигнала, но требует использования буферных усилителей с высоким входным сопротивлением.

Буферные усилители являются наиболее важными элементами системы съема, они должны обеспечивать точную передачу амплитуды и фазы входных сигналов при малом уровне шума. Рассмотрим более подробно.

Для достижения высокого входного сопротивления буферный усилитель строится по схеме повторителя напряжения и дополнительно охватывается положительной обратной связью - этот подход был использован уже в первых конструкциях ВТГ[2]. Рассмотрим работу такого усилителя по схеме, приведенной на рисунке 2.

С внешней обкладки емкостного датчика  $C_1$  сигнал поступает на вход усилителя. Другая обкладка датчика - проводящая поверхность резонатора - подключена к ЭДС.

Усилитель А1 включен по схеме повторителя напряжения и напряжение на выходе практически равно напряжению в точке А:  $U_a = U_{ec} \cos \omega t$ . Напряжение в точке В формируется цепочкой R2C2 и отличается от  $U_a$  по амплитуде и фазе.

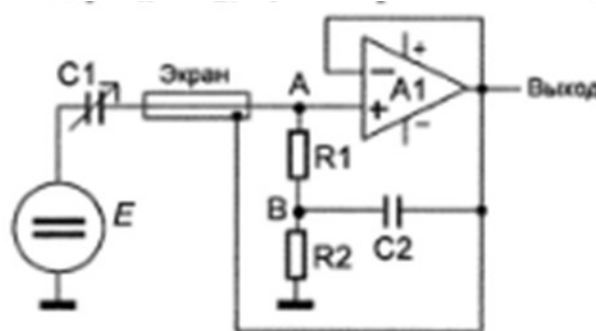


Рисунок 2- схема буферного усилителя

Данная схема буферного усилителя лежит в основе технологии создания ДУС ВТГ на металлическом резонаторе. Датчик на металлическом резонаторе имеет меньшую добротность и потери энергии у него больше, чем с кварцевыми резонаторами. Из-за более низкой добротности требуется больше энергии для поддержки колебаний, поэтому сигнал, соответствующий угловой скорости, слабее или более зашумлен. Буферный усилитель не оптимизирован для усиления слабых сигналов, что может быть проблемой из-за более низкой добротности металлического резонатора. Так же отсутствует компенсация: данная схема не предусматривает компенсацию паразитных эффектов или температурных изменений, что может снизить точность и стабильность измерений.

Датчик угловых скоростей на основе ВТГ с кварцевым резонатором является ключевым компонентом навигационной системы. Благодаря кварцевому резонатору увеличилась добротность, так как кварц имеет очень низкие внутренние потери, что обеспечило высокую добротность. Это позволило достичь более стабильных колебаний и чистый сигнал. Но возникает вопрос в модернизации буферного усилителя, так как для металлического резонатора предыдущая схема не подходит. Схема буферного усилителя для кварцевого резонатора с токами и напряжениями приведена на рисунке 3.

Схема на рисунке 3 обеспечивает входное сопротивление на уровне нескольких гектоом (сотен миллионов Ом). Это означает, что она практически не нагружает резонатор, не вносит искажения в его колебания и не влияет на его резонансную частоту. Переменный конденсатор в входном каскаде, как видно по схеме, специально разработан для компенсации влияния паразитных емкостей резонатора на измерительный канал, что повышает точность и стабильность измерений.

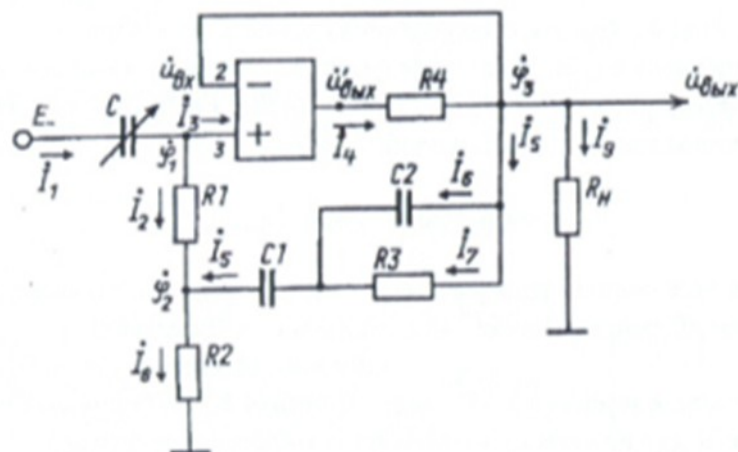


Рисунок 3- схема буферного усилителя для кварцевого резонатора

Схема способна обеспечивать высокую точность преобразования амплитуды и фазы колебаний резонатора в электрический сигнал. Это критически важно для ДУС, где даже малые изменения фазы или амплитуды сигнала несут информацию об угловой скорости. Схема разработана с учетом экранирования и фильтрации для минимизации влияния внешних электромагнитных помех на сигнал резонатора, что особенно важно в условиях реальной эксплуатации ДУС. Схема разрабатывалась для системы с емкостными датчиками, которые, как правило, генерируют очень слабый сигнал. Поэтому

схема может быть более чувствительна, чем стандартный буфер, и способна захватывать даже малейшие изменения характеристик колебаний резонатора.

Входной каскад схемы на рисунке 3 включает переменный конденсатор  $C$ , а также сложную сеть резисторов ( $R1, R2, R3, R4$ ) и конденсаторов ( $C1, C2$ ) вокруг операционного усилителя. Это указывает на то, что схема не просто буферизует сигнал, но и активно компенсирует паразитные емкости самого кварцевого резонатора и входного тракта, а также нелинейности, возникающие при работе с емкостными датчиками. Это критически важно для обеспечения высокой точности измерений.

В то время как схема рис 2 является отличным универсальным буфером с очень высоким входным сопротивлением, схема рис 3 представляет собой высокоинтегрированное, специализированное решение, разработанное для обеспечения максимальной точности и стабильности кварцевого резонатора в ДУС ВТГ. Кроме того, она уменьшает присущие емкостным датчикам паразитные емкости и нелинейности, обеспечивает исключительную точность фазо-амплитудного преобразования и снижает влияние шумов, что критически важно для высокоточных гироскопических систем.

#### Литература

1.Б.С. Лунин, В.А. Матвеев, М.А. Басараб. Волновой твердотельный гироскоп : теория и технология , 2014.

2.В.А. Матвеев, Липатников В.И. Алехин А.В. Проектирование волнового твердотельного гироскопа: Учеб. Пособие для вузов.-М.: Изд-во МГТУ им Н.Э Баумана, 1998.

3.В.Ф. Журавлев, Климов Д.М. Волновой твердотельный гироскоп.-М.; Наука, 1985.

### UPGRADING THE BUFFER AMPLIFIER TO PROVIDE A HIGH-IMPEDANCE INPUT FOR THE MEASUREMENT CHANNELS

student Goltsov M.A., working at JSC ANPP «Temp-Avia»

Arzamas Polytechnic Institute (branch) Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev (API NSTU).

Abstract . The article consider methods of upgrading the buffer voltage amplifier in order to achieve ultra-high input impedance, which is necessary for precision measurements in channels sensitive to parasitic capacitance. We will analyze the main factors that determine the input impedance and offer circuit solutions, also included the selection of operational amplifiers with field-effect transistors at the input.

Keywords: buffer amplifier, angular velocity sensor, wave solid-state gyroscope, measurement channel

# Авторский указатель

Андросов С.В., 25  
Белов Ю.И., 9  
Бугаенко Р.А., 70  
Виноградов И.Д., 73  
Гольцов М.А., 77  
Денисевич Е.В., 14  
Денисов Б.Н., 43  
Денисюк А.А., 17  
Зазулин Я.А., 43  
Каменев Р.С., 21  
Кораблев Е.Д., 48  
Крит А.А., 51  
Лупцов А.А., 25  
Малеев Д.В., 55

Матвеев П.Р., 60  
Моисеев С.П., 9  
Мухин Н.А., 63  
Пахомов А.А., 9  
Пиганов М.Н., 17, 25  
Романов П.Н., 14  
Сазанов А.А., 30  
Серкин А.Г., 9  
Сударев Е.В., 32  
Телин Д.И., 35  
Цивилев С.А., 67  
Шиндин А.В., 9  
Шопин Г.П., 17