



# СБОРНИК НАУЧНЫХ СТАТЕЙ

## Выпуск XIX



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
"ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ"  
Институт радиотехнических систем и управления

ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ  
СИСТЕМОТЕХНИКИ  
СБОРНИК НАУЧНЫХ СТАТЕЙ  
Выпуск XIX

Таганрог  
2026

УДК 681.51(06)

Редакционная коллегия:  
Лобач В.Т., Корниенко В.Т. (отв. редактор)

Коллектив авторов: Проблемы современной системотехники –сборник научных статей. – Таганрог: Изд-ль ИП Ступин С.А, 2026. – 117 с.

**ISBN 978-5-6048755-11-2**

Сборник содержит статьи молодых ученых, аспирантов, студентов и их руководителей по вопросам системотехники, дистанционного радиомониторинга, радиолокации и радионавигации, радиоэлектронной разведки и радиопротиводействия, комплексных систем охраны и безопасности объектов. Рассмотрены принципы построения и использования информационных систем и программного обеспечения в моделировании, разработке и эксплуатации радиосистем, представлены результаты анализа и построения гидроакустических систем и практической реализации электроэнергетических, мехатронных и робототехнических систем.

За подбор и точность приведенных фактов, цитат и других данных, не подлежащих открытой публикации, авторы опубликованных материалов несут самостоятельную ответственность. Мнение редакционной коллегии может не совпадать с мнением авторов. Материалы размещены в сборнике с учетом авторской правки, проверены системой «Антиплагиат» пакета «Антиплагиат.ВУЗ». Большая часть статей имеет высокий уровень оригинальности (выше 60%), и лишь десять процентов статей имеют оригинальность ниже 50% с учетом заимствования из персональных авторских источников.

Сборник включен в национальную информационно-аналитическую систему "Российский индекс научного цитирования" (РИНЦ).

**ISBN 978-5-6048755-11-2**

УДК 681.51(06)  
© Коллектив авторов, 2026

УДК 621.396.96

## АЛГОРИТМ НЕКОГЕРЕНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ С КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ В КАНАЛАХ ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ

Бритвина Ж. Е., Дятлов П.А.

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

*В данной статье рассматриваются вопросы проектирования и верификации алгоритмов работы канала поиска и обнаружения навигационной аппаратуры потребителя (НАП) спутниковых систем. Основное внимание уделено корреляционно-фильтровой обработке сигналов на базе кодов Голда. Проведено моделирование узлов обнаружителя в среде SystemVue, проанализирована зависимость вероятности ложной тревоги от порогового напряжения и представлены результаты спектрального и корреляционного анализа сигналов.*

В современной радионавигации задача первичного выделения сигнала из состава плотной шумовой смеси является важным этапом, определяющим последующую точность позиционирования объекта. При разработке радиотехнических устройств для воспроизведения шумовой обстановки окружающей среды используют модель белого шума. Успешное обнаружение навигационного сообщения на фоне аддитивного белого гауссовского шума требует выбора оптимальной архитектуры приемного тракта, способной обеспечить компромисс между вычислительной мощностью и энергетической чувствительностью [1].

Актуальность задачи обусловлена необходимостью работы в условиях плотной городской застройки, наличия преднамеренных и непреднамеренных помех, а также сверхнизких уровней мощности принимаемого излучения (до -180 дБВт) [2, 3]. В рамках исследования объектом анализа выступает канал обнаружения, функционирующий на несущей частоте 1575,42 МГц с использованием фазоманипулированных последовательностей кодов Голда с частотой следования чипов 1,023 МГц и полосой пропускания приемного тракта 2 МГц.

При проектировании канала поиска рассматривались базовые архитектуры когерентного и некогерентного обнаружения. Когерентный метод обладает максимальной энергетической эффективностью, однако имеет сложную реализацию и требует точной априорной информации о фазе и частоте, что затрудняет его использование на этапе первичного поиска при больших доплеровских сдвигах [2].

Некогерентный обнаружитель является оптимальным в условиях, когда начальная фаза сигнала неизвестна, что критично для режима захвата при неблагоприятных условиях приема и минимизации потери полезной энергии [1]. Реализация корреляционно-фильтрового метода обработки (КФО) на ПЛИС позволит одновременно с обнаружением получить оценку временной задержки и доплеровского сдвига с высокой разрешающей способностью [5]. В режиме «холодного старта» расчетное время обнаружения составляет от 35 до 90 секунд в зависимости от динамики объекта, что соответствует лучшим зарубежным аналогам.

Для исследования помехоустойчивости некогерентного обнаружителя проведено моделирование работы при отсутствии полезного сигнала (анализ ложных тревог). На рис. 1 представлена схема некогерентного обнаружителя, по результатам моделирования которого была снята зависимость вероятности ложной тревоги ( $P_{лт}$ ) от установленного порогового напряжения ( $U_{пор}$ ). Математическое ожидание шума на выходе детектора составило 31,52 мВ при среднеквадратическом отклонении 23,32 мВ. В ходе эксперимента зафиксировано, что при увеличении порога количество шумовых выбросов, превышающих предел, экспоненциально снижается. Так, при значении порога 55 мВ вероятность ложной тревоги составляла  $4,4 \cdot 10^{-1}$ , в то время как достижение целевого показателя на уровне  $10^{-5}$  потребовало установки напряжения 168 мВ.



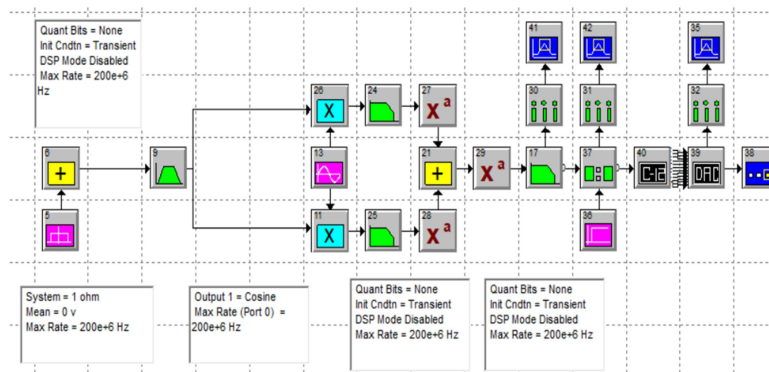


Рис. 1 – Функциональная схема некогерентного обнаружителя

На рис. 2 приводится сравнение экспериментальной 2 и теоретической 1 кривой. Экспериментальная кривая зависимости  $P_{\text{лт2}}=f(U_{\text{пор}})$  показала высокую корреляцию с теоретическим распределением Рэля (для огибающей узкополосного шума), однако смещение экспериментальной кривой обусловлено конечной полосой пропускания цифровых фильтров и эффектами дискретизации [2].

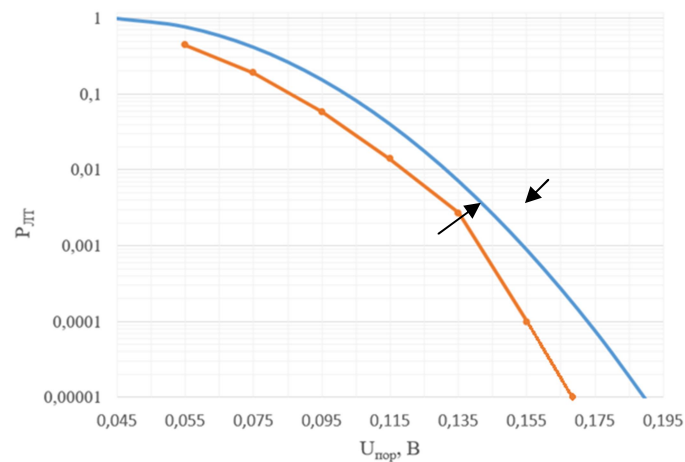


Рис. 2 – Зависимости вероятности ЛТ от порогового напряжения  
 1–  $P_{ЛТ1}=f(U_{пор})$ ; 2–  $P_{ЛТ2}=f(U_{пор})$

Практическая реализация и решение поставленной задачи осуществлялись в специализированной среде SystemVue. На первом этапе был сформирован генератор кода Голда (рис. 3а). Модель подтвердила фундаментальное свойство псевдослучайной последовательности (ПСП) — наличие ярко выраженного центрального пика автокорреляционной функции (рис. 3б) при минимальном уровне боковых лепестков (уровень боковых лепестков -23,8 дБ соответствует свойствам кодов Голда длиной 1023 чипа), что гарантирует защищенность от внутрисистемных помех [3, 4].



высокочастотных продуктов преобразования, успешно подавляемых последующей фильтрацией. Возведение в квадрат (квадратичное детектирование) обеспечивает преобразование сигнала в статистику обнаружения, пропорциональную мощности. Суммирование каналов I и Q позволяет нивелировать неопределенность начальной фазы сигнала, что крайне важно для условий «холодного старта» НАП, когда параметры несущей известны лишь приблизительно.

На заключительном этапе моделирования произведена оценка выходного сигнала путём анализа его энергетического спектра. Спектральная плотность мощности выходного процесса представлена на рис. 5, а, из которого видно, что основная концентрация энергии находится в главном лепестке при уровне подавления внеполосных шумов ниже -120 дБм/Гц. Автокорреляционная функция (рис. 5, б) треугольной формы свидетельствует о завершении процесса корреляционного свертывания и готовности данных для сравнения с порогом в решающем устройстве.

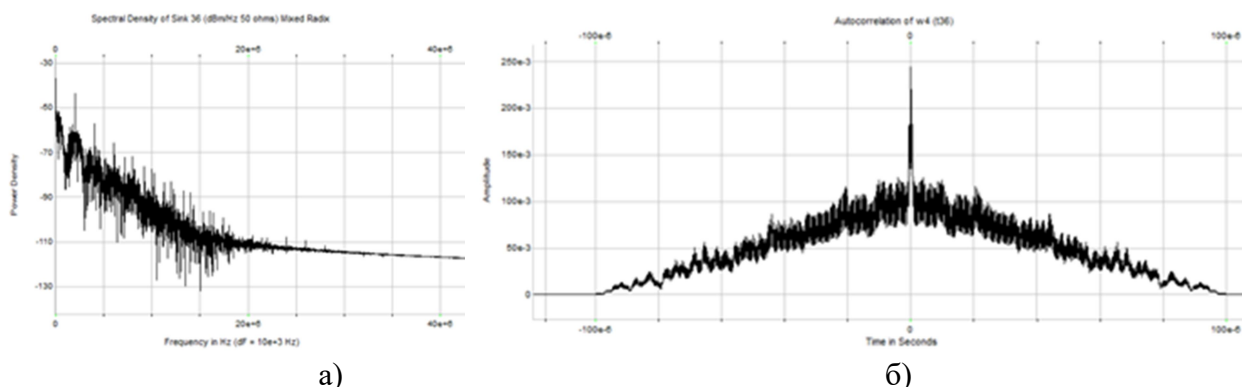


Рис. 5 – а) Спектральная плотность мощности; б) Автокорреляционная функция

Таким образом, проведенные исследования подтвердили оптимальность корреляционно-фильтровой обработки при обнаружении сверхслабых навигационных сигналов, а рассматриваемая модель может быть использована при проектировании и построении перспективных образцов НАП с улучшенными характеристиками чувствительности до -180 дБВт.

Дальнейшие пути развития исследований могут быть связаны с поиском оптимальных методов параллельного поиска, что позволит сократить время обнаружения в десятки раз при сохранении достигнутых показателей помехоустойчивости [4], а также остаётся актуальным переход к многочастотным алгоритмам обработки, которые позволят компенсировать ионосферные погрешности.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А. П., Дятлов П. А. Анализ и моделирование обнаружителей сигналов: учебное пособие // Таганрог: ТРТУ. – 2002. – 82 с.
2. Дятлов А. П. Радиоэлектронная борьба со спутниковыми радионавигационными системами // Радио и связь. – 2004. – 226 с.
3. Фатеев В. Ф. Аппаратура потребителей спутниковых навигационных систем // М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана. – 2015. – 180 с.
4. Бакитько Р. В. и др. ГЛОНАСС. Принципы построения, функционирования и перспективы развития // Радиотехника. – 2021. – 612 с.
5. Тучин Д. А. Алгоритмы приема сигналов навигационных спутников на борту КА с использованием коррелятора // Препринты ИПМ им. М. В. Келдыша. – 2018. – № 4.

УДК 629.056.8

# ПРИМЕНЕНИЕ МУЛЬТИВЕЙВЛЕТА $DGHM$ ДЛЯ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

Волков А. А., Бабин Д. О.

Чувашский государственный университет им. И. Н. Ульянова, Чебоксары

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) используются в задачах геолокации, навигации, определении точного времени и т. д. Но принимаемые сигналы подвергаются различным преднамеренным и непреднамеренным помехам. Поэтому методы фильтрации, которые способны повысить отношение сигнал/шум без существенного искажения структуры сигнала, представляют практический интерес.

Одним из методов можно считать вейвлет-преобразование [1,2], обеспечивающий удобный инструмент анализа сигналов во временно-частотной области [3,4] и позволяющий разложить сигнал на различные масштабирующие уровни [5]. Перспективным для решения задачи фильтрации можно считать использование мультивейвлетов. В отличие от классических вейвлетов [6,7], в них используются векторные базисные функции, что позволяет более гибко описывать сигнал.

Одним из таких мультивейвлетов является ортогональный мультивейвлет  $DGHM$ . Его преимущество в возможности обеспечения ортогональности, компактной поддержки и симметрии – свойств, которых, недостижимы для классических скалярных ортогональных вейвлетов в полном объеме. Для сигналов ГНСС это важно при выделении слабых полезных компонент на фоне помех, поскольку многоканальная структура  $DGHM$  позволяет повысить селективность пороговой обработки в области коэффициентов разложения [8].

Проведено исследование процесса фильтрации ГНСС-сигнала в *Python*. Смоделирован ГНСС сигнал в диапазоне  $L1$  ГЛОННАС (рис. 1), к которому добавлен гауссовский шум,  $SNR = -0$ дБ (рис. 2). Зашумленный сигнал перенесен на промежуточную частоту. Далее была применена мультивейвлет фильтрация (рис. 3), и оценено качество фильтрации по среднеквадратической ошибке ( $MSE$ ). Сигнал был векторизован в двухкомпонентную последовательность. Далее этот сигнал проходит через ВЧ и НЧ матричные фильтры.

Масштабирующее уравнение задается:

$$\Phi(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^3 H_k \Phi(2x - k),$$

где  $H_k$  – это НЧ матричные фильтры:

$$H_0 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 12 & 16\sqrt{2} \\ -\sqrt{2} & -6 \end{bmatrix}; H_1 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 12 & 0 \\ 9\sqrt{2} & 20 \end{bmatrix};$$

$$H_2 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 9\sqrt{2} & -6 \end{bmatrix}; H_3 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}.$$

Мультивейвлет уравнение задается:

$$\Psi(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^3 G_k \Phi(2x - k),$$

где  $G_k$  – это ВЧ матричные фильтры:

$$G_0 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -\sqrt{2} & -6 \\ 2 & 6\sqrt{2} \end{bmatrix}; G_1 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 9\sqrt{2} & -20 \\ -18 & 0 \end{bmatrix};$$

$$G_2 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 9\sqrt{2} & -6 \\ 18 & -6\sqrt{2} \end{bmatrix}; G_3 = \frac{1}{20\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -\sqrt{2} & 0 \\ -2 & 0 \end{bmatrix}.$$

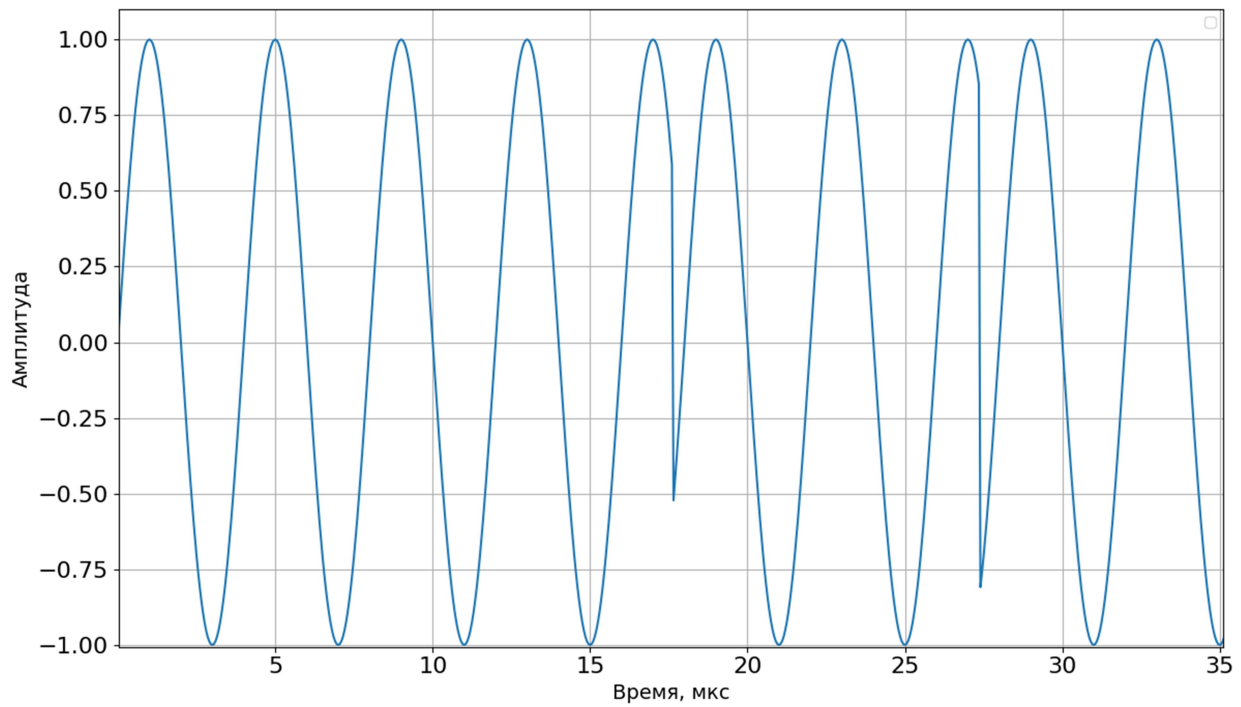


Рис.1. – Исходный сигнал

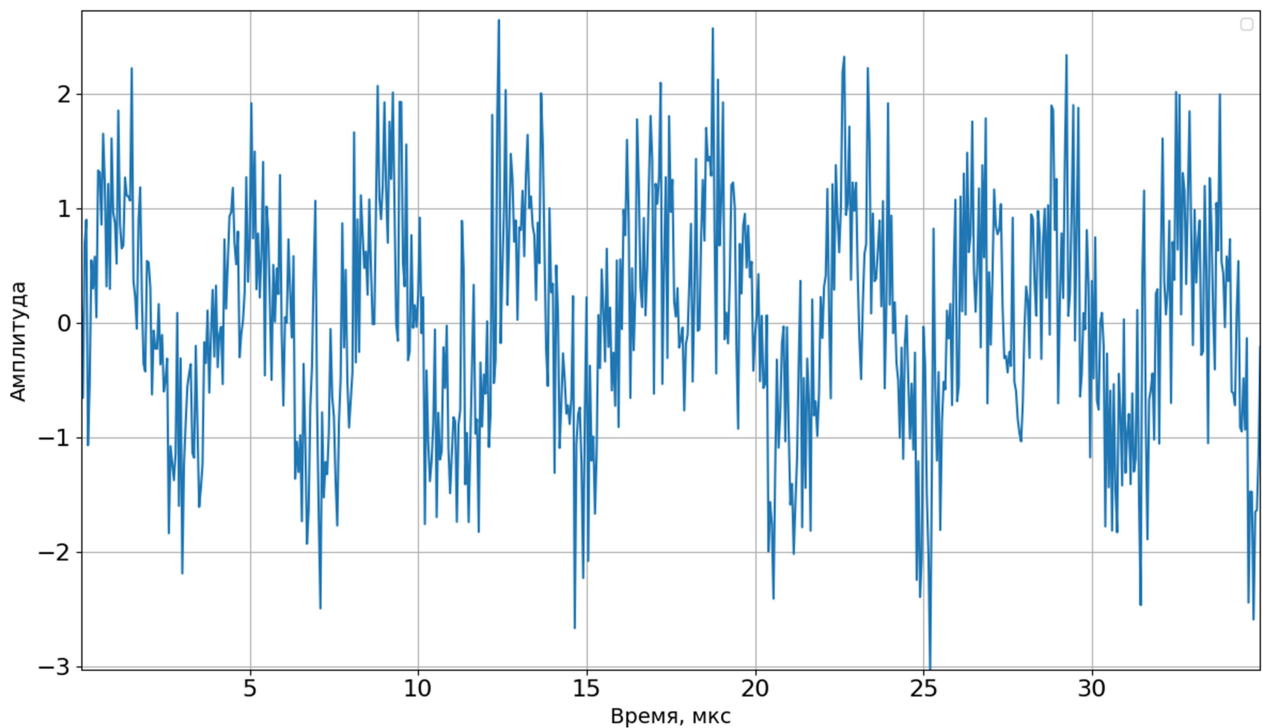


Рис.2. – Зашумленный сигнал

Применение мультивейвлет-преобразования показало эффективность в подавлении гауссовского шума: значение  $MSE$  до фильтрации составляло – 1.00568, после фильтрации – 0.227967, демонстрируя улучшение качества сигнала. Применение мультивейвлета  $DGHM$  показало эффективность в подавлении гауссовского шума при сохранении информативных компонент сигнала ГЛОНАСС.

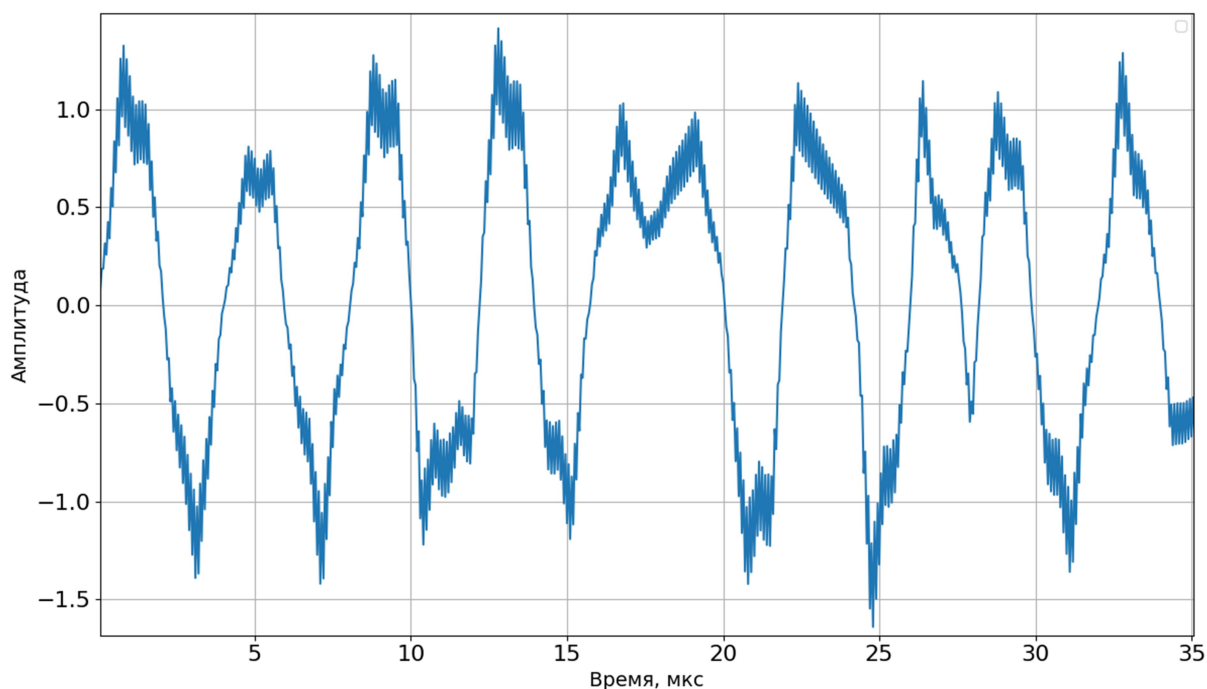


Рис.3. – Отфильтрованный сигнал

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Чумаров С.Г., Лысов П.С. Сравнительный анализ алгоритмов сжатия аудиоданных с помощью вейвлет-функций // Нигматуллинские чтения: сборник докладов Междунар. науч. конф. Казань, 2023. С. 172-174.
2. Чумаров С.Г., Серейкин С.Ю. Вейвлет-анализ искажений FM-сигналов // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: Материалы Всерос. науч.-техн. конф. – Самара: Самар. ун-т, 2026. С. 264-266.
3. Семенов В.И., Чумаров С.Г. Уменьшение времени обратного вейвлет-преобразования изображения с применением симметричного ортогонального вейвлета. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2023664790. 07.07.2023.
4. Viliam Ďuriš, Vladimir I. Semenov, Sergey G. Chumarov. Application of discrete and fast Fourier transforms to increase the speed of multiscale image analysis. TEM Journal, 2024, 13(1), 349-354.
5. Чумаров С.Г., Семенов В.И., Сас Д.Д. Улучшение точности реконструкции изображений с применением вейвлет-преобразования в частотной области // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2025. Т. 81. № 2. С. 102-109.
6. Чумаров С.Г., Краснов М.А. Сравнительный анализ дискретного и непрерывного вейвлет-преобразований для фильтрации BPSK-сигналов ГЛОНАСС // Инженерно-техническое образование и наука: сб. тр. VI Междунар. науч.-практ. конф. – Новороссийск: Изд-во НФ БГТУ им. В. Г. Шухова, 2026. С. 162-163.
7. Чумаров С.Г., Семенов В.И., Охоткин Г.П., Лысов П.С. Способы увеличения скорости непрерывного вейвлет-преобразования при решении задач декомпозиции и реконструкции сигналов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. №4(52). С.42-51.
8. M. Cotronei, L. B. Montefusco, L. Puccio Multiwavelet analysis and signal processing // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 45, no. 8, pp. 970-987, Aug. 1998.

УДК 621.396.663

## РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЧЕТЫРЕХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Архипова В. Н., Луц И. А.

Руководитель: Демьяненко А. В.

Институт радиотехнических систем и управления, ЮФУ, г. Таганрог

*Рассмотрена четырёхэлементная антенная система фазового пеленгатора, предназначенная для работы на частоте 1296,8 МГц. Исследуемый вариант построен на монопольных излучателях с межэлементным расстоянием  $d = \lambda/2$ . Основное внимание уделено электродинамическому моделированию в CST Studio Suite, оценке согласования одного активного элемента при согласованных остальных входах и анализу влияния диаметра общего диска на диаграмму направленности. Так же рассмотрено моделирование системы коммутации нагрузки для согласования передающих линий. Показано, что изменение диаметра проводящей пластины приводит к изменению формы лепестков диаграммы направленности (ДН) в вертикальной и горизонтальной плоскостях, поэтому данный параметр должен учитываться при выборе конструкции антенного узла.*

*Фазовый пеленгатор, антенная решётка, монопольная антенна, CST Studio Suite, S-параметры, диаграмма направленности, коммутатор, согласование, подложка антенной системы, экранирование.*

**Постановка задачи.** Определение направления на источник радиоизлучения является одной из базовых задач радиомониторинга, навигации и измерительных радиотехнических систем. В фазовых пеленгаторах направление прихода волны оценивается по разности фаз сигналов, принимаемых пространственно разнесёнными антенными элементами. Такой подход требует не только когерентной обработки в приёмной части, но и корректно спроектированной антенной системы, поскольку геометрия решётки, взаимная связь элементов и неравномерность диаграмм направленности непосредственно влияют на точность оценки угла прихода сигнала радиомаяка.

Для плоской волны, падающей на линейный участок антенной решётки, фазовый сдвиг между двумя соседними элементами можно представить выражением

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\lambda}{d} \sin \theta, \quad (1)$$

где  $d$  - расстояние между фазовыми центрами соседних излучателей,  $\lambda$  - длина волны,  $\theta$  - угол прихода сигнала относительно нормали к базе измерения. Из выражения (1) следует, что увеличение расстояния между элементами повышает фазовую чувствительность системы, однако при  $d > \lambda/2$  возрастает риск угловой неоднозначности. Поэтому в работе исследуется вариант с межэлементным расстоянием  $d = \lambda/2$ , являющийся предельным с точки зрения исключения неоднозначности при фазовом измерении.

Антенная система предназначена для работы на частоте 1296,8 МГц. При этой частоте длина волны составляет 231,34 мм, а межэлементное расстояние  $d = \lambda/2$  равно примерно 115,7 мм. Система включает четыре монопольных излучателя с входным сопротивлением 50 Ом, размещённых на печатной плате из текстолита FR-4. От каждого излучателя к входному разъёму организована микрополосковая линия. Принципиальным условием является равенство электрических длин этих линий.

**Методы решения.** Направление на источник радиоизлучения может определяться различными способами: по времени прихода сигнала к разнесённым антеннам, по разности амплитуд принимаемых сигналов, по разности фаз, а также с использованием фазированных антенных систем. Для рассматриваемой антенной системы наиболее существенным является фазовый подход, поскольку он основан на сравнении фаз сигналов, принимаемых пространственно разнесёнными антенными элементами. Такая антенная система может применяться совместно с когерентной приёмной частью фазового пеленгатора, где оценка направления прихода сигнала выполняется, например, алгоритмом MUSIC. В связи с этим



при разработке антенной системы необходимо обеспечить согласование элементов, контролировать их взаимное влияние и оценить форму диаграммы направленности, поскольку эти параметры непосредственно влияют на корректность фазовых измерений и последующую оценку пеленга.

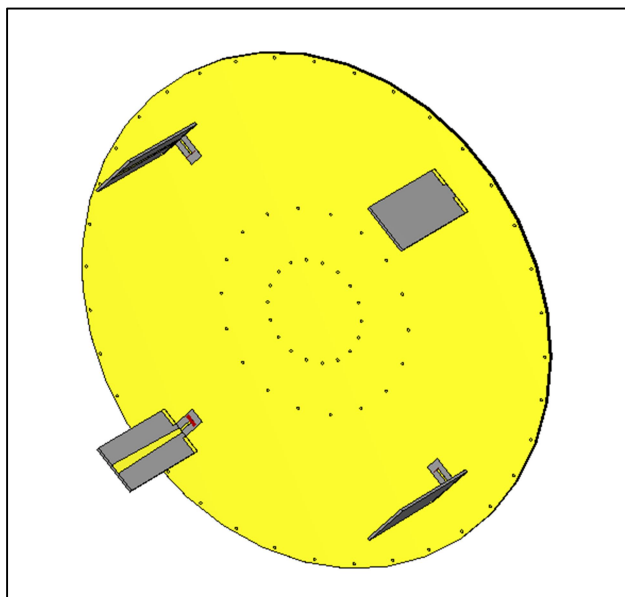


Рис. 1. – Электродинамическая модель антенной системы с общим проводящим диском

*Электродинамическая модель антенной системы.* На первом этапе была сформирована трёхмерная модель антенной системы, включающая общий проводящий диск, текстолитовую подложку, четыре монополюсных элемента, микрополосковые подводящие линии и СВЧ-разъёмы (рис. 1). Модель использовалась для численного анализа в CST Studio Suite в окрестности рабочей частоты 1296,8 МГц. При расчёте S-параметров один из элементов возбуждался, а остальные каналы нагружались на согласованные сопротивления 50 Ом. Такая постановка соответствует режиму работы многоканального приёмного устройства, где каждый вход должен быть согласован и не должен вносить неконтролируемого отражения в соседние каналы.

Контролируемыми характеристиками являлись коэффициент отражения активного элемента, степень взаимного влияния антенных элементов, а также диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Коэффициент отражения  $S_{11}$  использовался как показатель согласования антенного входа. Параметры  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  и  $S_{41}$  рассматривались как характеристики связи первого антенного элемента с остальными элементами решётки при их согласованной нагрузке. Для фазового пеленгатора эти параметры важны, поскольку взаимное влияние излучателей может изменять амплитудно-фазовое распределение поля антенной системы и тем самым влиять на последующую оценку направления прихода сигнала.

Результаты электродинамического моделирования позволили оценить согласование активного монополюсного элемента и взаимное влияние элементов антенной системы. Коэффициент отражения  $S_{11}$  характеризует согласование антенного входа с трактом 50 Ом. Минимум  $S_{11}$  расположен вблизи рабочей частоты 1296,8 МГц, что указывает на близость резонансной области антенного элемента к заданному диапазону. Параметры  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  и  $S_{41}$  показывают наличие связи между активным элементом и остальными излучателями. Для фазового пеленгатора это важно, поскольку электромагнитное взаимодействие элементов может влиять на амплитудно-фазовое распределение в антенной системе и, как следствие, на точность определения направления прихода сигнала. Поэтому при практической реализации необходимо сохранять одинаковую длину подводящих линий и учитывать фазовые сдвиги каналов при последующей настройке пеленгатора.

Отдельно исследовалось влияние диаметра общего проводящего диска – основания антенной системы на ДН антенной системы. В расчёте рассматривались диски диаметром 200, 240 и 280 мм. Сравнение результатов показало, что увеличение диаметра диска приводит к росту максимума направленности и улучшению подавления боковых лепестков. При диаметре 280 мм максимум направленности составил 5,78 дБ, ширина главного лепестка по уровню  $-3$  дБ —  $36,9^\circ$ , а уровень бокового лепестка —  $-9,4$  дБ. При уменьшении диаметра до 240 мм максимум направленности снизился до 4,96 дБ, ширина главного лепестка составила  $37,2^\circ$ , а уровень бокового лепестка увеличился до  $-5,1$  дБ. Для диска диаметром 200 мм максимум направленности составил 2,96 дБ, ширина главного лепестка —  $38,8^\circ$ , а уровень бокового лепестка —  $-0,5$  дБ. Таким образом, увеличение диаметра проводящей поверхности способствует формированию более выраженного главного лепестка и снижению относительного уровня бокового излучения, что является предпочтительным для фазового пеленгатора.

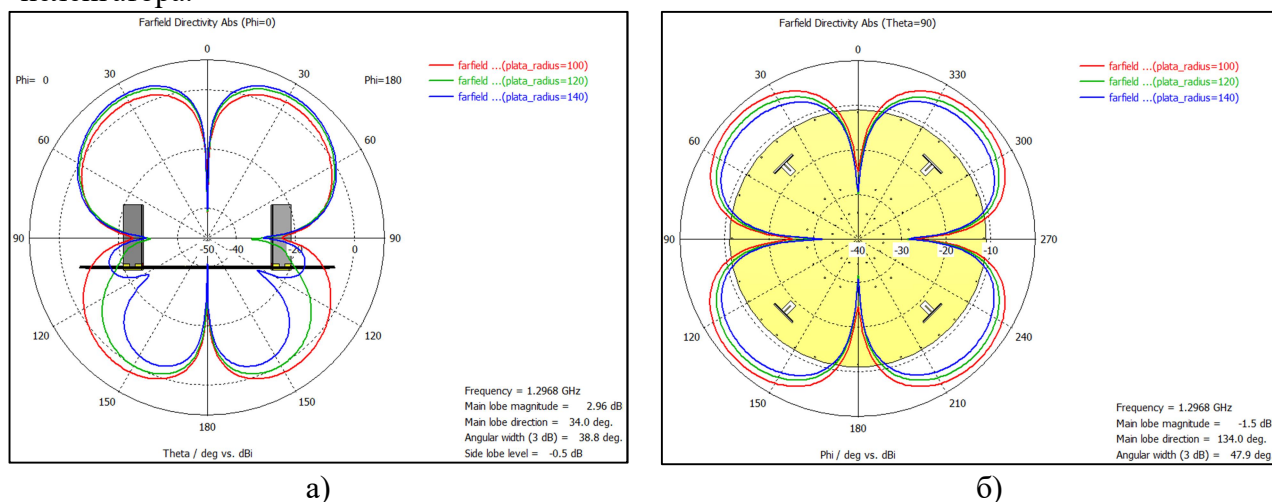


Рис. 2. – Сравнение диаграмм направленности при радиусах диска 100, 120 и 140 мм: а) вертикальная плоскость; б) горизонтальная плоскость

Для фазового пеленгатора важно не только согласование отдельного антенного элемента, но и одинаковость условий работы всех элементов решётки. Направление на источник определяется по фазовым соотношениям между сигналами, поэтому различия в расположении элементов, форме проводящей поверхности или длине подводящих линий могут вносить дополнительные фазовые ошибки. По этой причине электродинамическое моделирование необходимо рассматривать как проверку всей антенной системы, а не только одного монопольного элемента.

*Компонентная реализация демонстратора.* Антенная подложка фазового пеленгатора конструктивно выполняется в виде многослойной печатной платы. Основу платы составляет сплошной металлизированный полигон. Линии передачи реализованы в виде микрополосковых линий передачи с волновым сопротивлением 50 Ом. Симметричная топология разводки сигнальных дорожек обеспечивает идентичность электрических длин трактов от каждого антенного элемента до входов многоканального приёмника. На верхнем слое размещаются коммутаторы, входящие в состав цепей согласования и калибровки. В качестве переключающих элементов применяются коммутаторы НМС849ALP4СЕ – изолированные неотражающие переключатели тока частотой до 6 ГГц, в корпусе для поверхностного монтажа, обеспечивающие изоляцию между каналами не менее 60 дБ и вносимые потери порядка 0,8 дБ в рабочем диапазоне частот. Каждый такой коммутатор имеет один вход, подключённый к сигнальной линии от антенного порта, и два выхода: один соединяется непосредственно с микрополосковым трактом приёмного канала, а второй – с СВЧ-резистором номиналом 50 Ом, выполняющим функцию согласованной нагрузки.

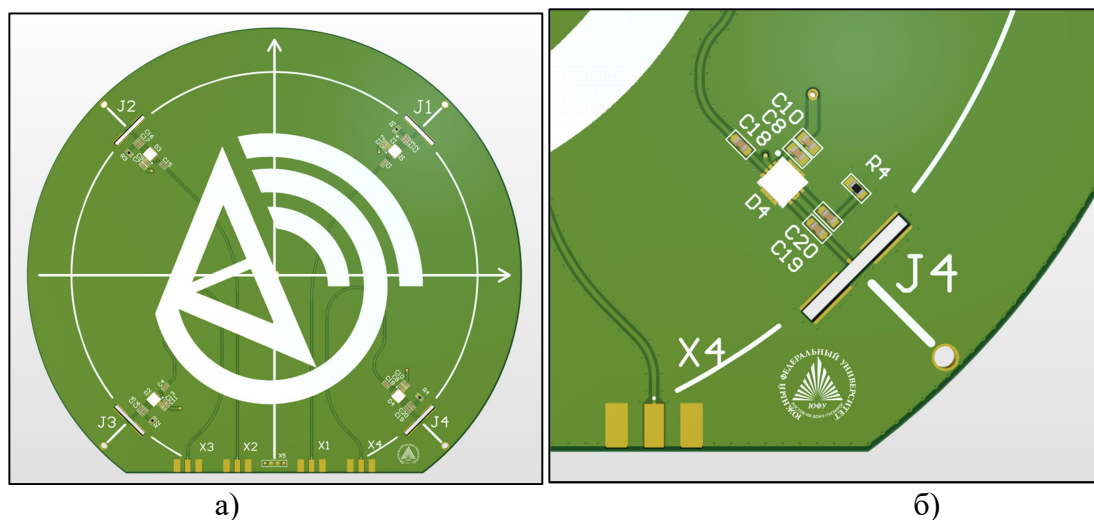


Рис. 3. – Внешний вид схемы в 3Д визуализации: а) общий вид; б) вид расположения одного из коммутаторов

Схема функционирования предполагает два основных состояния. В режиме пеленгования антенный элемент через коммутатор подключается к приёмному тракту, при этом ветвь с согласованной нагрузкой отключена. В калибровочном режиме вход приёмного канала замыкается на согласованную нагрузку, а антенный элемент изолируется. Такое переключение позволяет не только контролировать импеданс каждого канала, но и проводить периодическую калибровку приёмных трактов без физического отключения антенн, компенсируя температурные искажения и разброс параметров активных элементов системы.

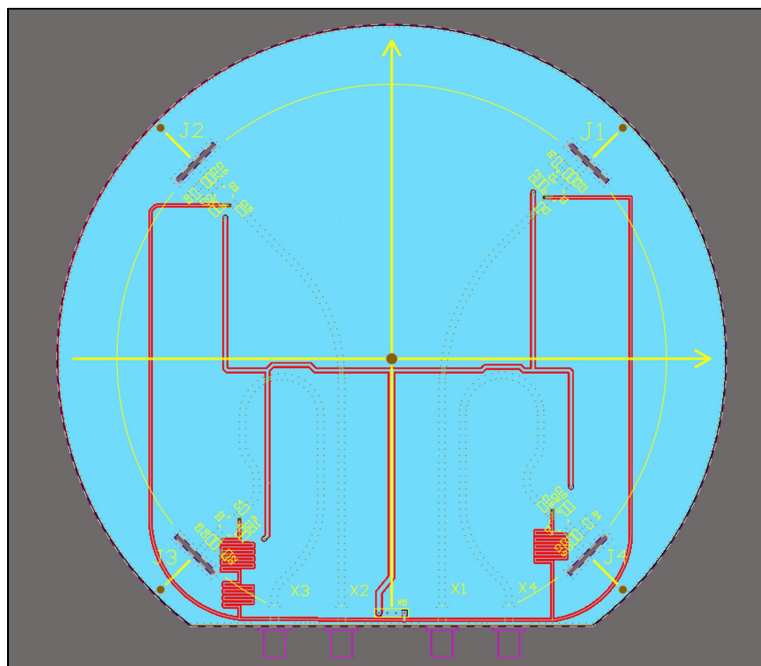


Рис. 4. – Слой распределения питания и управления коммутаторами

Питание и управляющие сигналы на коммутаторы подводятся по отдельному внутреннему слою (рис. 4.), минимизируя паразитные наводки. Так же для минимизации пульсаций питания на входе питания коммутатора установлены сглаживающие конденсаторы. Для подключения коаксиальных кабелей связи с приёмником на краях подложки монтируются высокочастотные соединители стандарта SMA. Подавление паразитного возбуждения поверхностных волн реализуется путём размещения массивов

переходных отверстий, соединяющих верхний земляной полигон с внутренними слоями заземления.

**Заключение.** В работе рассмотрена четырёхэлементная монополярная антенная система для фазового пеленгатора, работающего на частоте 1296,8 МГц. Выполненное электродинамическое моделирование в CST Studio Suite позволило оценить согласование элементов, взаимное влияние каналов и влияние диаметра общего диска на диаграмму направленности. Для исследуемого варианта  $d = \lambda/2$  показано, что размер проводящей пластины является значимым конструктивным параметром: при уменьшении диаметра возрастает влияние краевых эффектов, а при увеличении диаметра повышается стабильность электромагнитной обстановки вокруг излучателей, но увеличиваются габариты антенного узла. Наиболее рациональным для макетной реализации является компромиссный вариант конструкции, при котором сохраняется компактность антенной системы и не возникает чрезмерной деформации диаграммы направленности. Для данной системы предложенная компонентная реализация антенной подложки обеспечивает выполнение ключевых требований, предъявляемых к трактам фазового пеленгатора. Симметричная топология микрополосковых линий с нормированным волновым сопротивлением гарантирует идентичность фазовых характеристик всех каналов, а применение быстродействующих переключателей позволяет реализовать аппаратную калибровку приёмных трактов непосредственно в составе пеленгационной системы, без физического отключения антенных элементов. В совокупности с реализацией цепей питания, управления и применением экранирования достигаются межканальная развязка, низкий уровень паразитных наводок и стабильность фазочастотных характеристик, что в конечном счёте положительно влияет на параметры угловых измерений.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ : учебник для радиотехнических специальностей вузов / Д. М. Сазонов. — М. : Высш. шк., 1988. — 432 с. : ил.
2. Драбкин, А. Л. Антенно-фидерные устройства : учебник / А. Л. Драбкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. — 2-е изд., доп. и перераб. — М. : Сов. радио, 1974. — 536 с.
3. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов / под ред. Д. И. Воскресенского. — М. : Сов. радио, 1972. — 320 с.

УДК 621.314

## ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ИСКАЖЕНИЙ И СТАБИЛИЗАЦИЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ В ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

Аванесов В.М., Лобанова Е.А.

ФГБОУ ВО «Кубанский государственный университет», г. Краснодар

*В работе рассматривается структура источника бесперебойного питания (ИБП), обеспечивающего компенсацию неактивной (реактивной мощности и мощности искажений) составляющей полной мощности в однофазной сети переменного тока ограниченной мощности. Система позволяет улучшить качество питающего напряжения и снизить потери мощности в питающей сети. Предлагается вариант реализации следящей системы управления (СУ) с асинхронной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) с целью улучшения динамических свойств автономного инвертора напряжения (АИН) в составе ИБП. Результаты исследования системы подтверждают высокую эффективность предложенного подхода к компенсации искажений и стабилизации напряжения в питающей сети.*

*ИБП, компенсация искажений, система управления, асинхронная ШИМ.*

Электрические сети подвергаются электромагнитным воздействиям, которые вызваны ростом числа и нелинейностью подключаемых потребителей. Это ведёт к искажениям

формы токов и напряжений, росту неактивных составляющих полной мощности и потерь электроэнергии [1]. Необходимость применения различных структур ИБП к электрическим сетям высокотехнологического оборудования (компьютеры, телекоммуникационная аппаратура, банковская, офисная, медицинская сферы) возникла вследствие снижения качества электроэнергии: отключения, провалы напряжения, высокочастотный шум и т.д.

Существующие структуры ИБП с корректором коэффициента мощности (ККМ), АИН и аккумуляторной батареей (АБ) обеспечивают единичный коэффициент мощности  $\cos\varphi \approx 1$  на входе и стабильное напряжение на выходе системы [2]. Однако используемые виды ИБП не компенсируют высшие гармоники токов от нелинейных нагрузок при подключении их к точке общего присоединения (ТОП). Это приводит к снижению качества электропитания, росту потерь и ухудшению электромагнитной совместимости потребителей, особенно в сетях ограниченной мощности.

ИБП с бестрансформаторным входом являются нелинейными двухполюсниками по отношению к питающей сети, поэтому кривые напряжения сети  $u_C(t)$  и потребляемого СЭС тока  $i_{BX}(t)$  – несинусоидальны и для определения мощности их представляют в виде рядов:

$$u_C(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_{Cmn} \sin(n\omega t + \phi_n);$$

$$i_{BX}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{BXmn} \sin(n\omega t + \phi_n - \varphi_n),$$

где  $U_{Cmn}$  и  $I_{BXmn}$  – амплитуды гармоник соответственно напряжения сети и потребляемого тока;

$n$  – номер гармоники;

$\phi_n$  – начальная фаза колебаний  $n$ -той гармоники напряжения сети;

$\varphi_n$  – фазовый сдвиг между  $n$ -ми гармониками тока и напряжения питания в цепи локальной системы электроснабжения (СЭС).

Нелинейный характер входной цепи ИБП определил следующие виды потребляемых мощностей: полная мощность  $S_{И}$ ; активная мощность  $P_{И}$ ; неактивная составляющая полной мощности  $D_{И}$ ; реактивная мощность  $Q_{И}$ ; мощность искажений  $D_{ИБП}$ .

Полная мощность, потребляемая ИБП из сети  $S_{И}$ , определяемая как произведение среднеквадратических значений напряжения  $U_C$  и тока  $I_{И}$ :

$$S_{И} = U_C I_{И} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_C(t)^2 dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{И}(t)^2 dt}.$$

Для оценки работы ИБП при наличии искажений потребляемого тока пользуются понятием неактивной составляющей полной мощности  $D_{И}$ :

$$D_{И}^2 = S_{И}^2 - P_{И}^2.$$

Целью работы является создание структуры ИБП, обеспечивающего компенсацию неактивной составляющей полной мощности (реактивная мощность и мощность искажений) в однофазной питающей сети в ТОП потребителей (искажающих и неискажающих) на входе ИБП и стабилизацию напряжения для питания электроприёмников (ЭП) особой группы I категории. На рис. 1 приведена функциональная схема рассматриваемого ИБП [3-4].

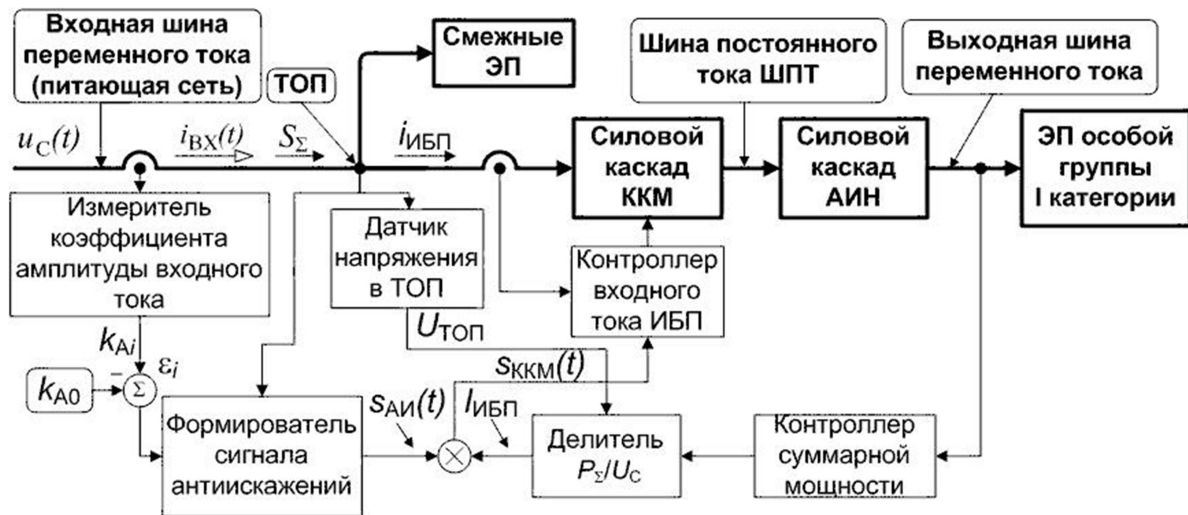


Рис. 1. – Функциональная схема ИБП с компенсацией искажений в питающей сети

Компенсация неактивной составляющей полной мощности достигается введением в ИБП формирователя сигнала антиискажений (рис. 2), изменяющего форму входного тока ИБП  $i_{\text{ИБП}}(t)$  за счёт инжекции гармоник. Под антиискажениями понимается гармонический спектр, идентичный по порядкам гармоник и их амплитуде спектру нелинейных ЭП, но противоположный по фазе. Генераторы гармоник сети в составе формирователя сигнала антиискажений содержат пропорциональные звенья (весовые коэффициенты), которые обеспечивают адаптивное изменение амплитуды и фазового сдвига гармонических составляющих управляющего сигнала  $s_{\text{АИ}}(t)$ .

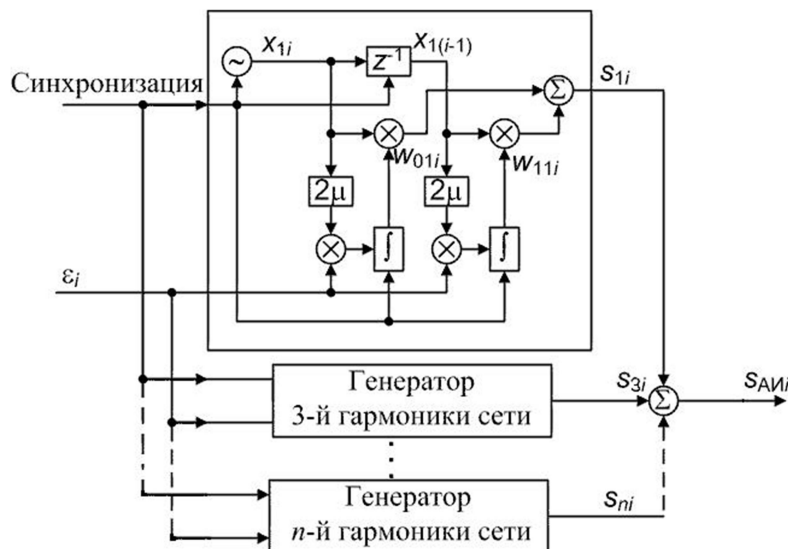


Рис. 2. – Структурная схема формирователя сигнала антиискажений

В предложенном ИБП реализуется активная коррекция искажений входного тока  $i_{\text{ВХ}}(t)$  локальной системы электроснабжения. Текущее значение тока  $i_{\text{ВХ}}(t)$  поступает на измеритель коэффициента амплитуды входного тока  $i_{\text{ВХ}}(t)$ , который на каждом  $i$ -ом шаге адаптивного процесса настройки формирует сигнал ошибки  $\varepsilon_i = k_{\text{А0}} - k_{\text{Аi}}$ , где  $k_{\text{А0}} = \sqrt{2}$  – значение коэффициента амплитуды для синусоидальной формы тока. Сигнал ошибки  $\varepsilon_i$  подаётся на вход формирователя сигнала антиискажений, содержащего адаптивные генераторы гармоник. Настройка весовых коэффициентов генераторов с целью минимизации ошибки  $\varepsilon_i$  осуществляется по методу наименьших квадратов. Такая подстройка позволяет

компенсировать искажения, которые создаются нелинейными ЭП в СЭС. В дальнейшем с учётом модуля тока  $I_{\text{ИБП}}$  (как функции активной мощности на выходе ИБП  $P_{\Sigma}$ ) формируется сигнал управления ККМ  $s_{\text{ККМ}}(t)$ , обеспечивающий инъекцию антиискажений в СЭС [5]. На рис. 3 приведены спектральные диаграммы частот тока на входе до и после инъекций сигнала антиискажений.

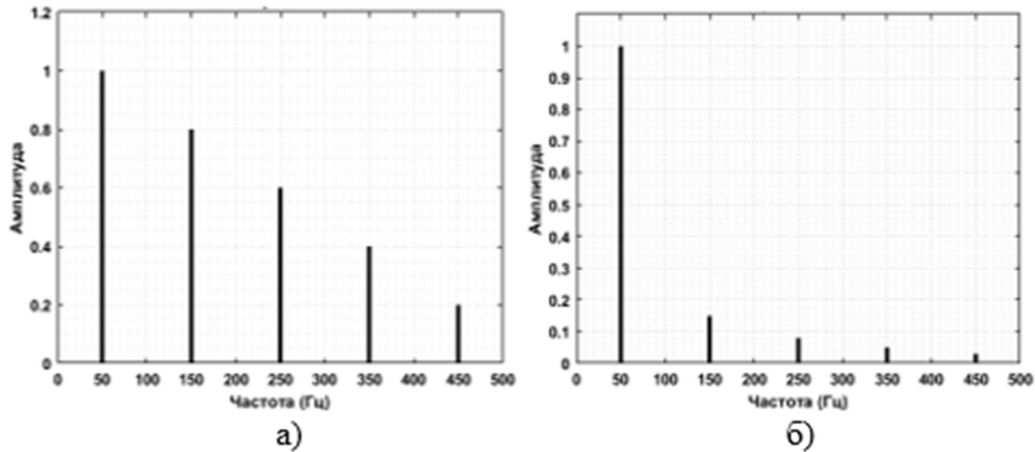


Рис. 3. – Спектральный состав тока, потребляемого нелинейными нагрузками до (а) и после (б) применения рассматриваемого ИБП

Из спектральных диаграмм на рис. 3 видно, что адаптивная СУ позволяет снизить коэффициент гармоник  $K_G$  с 87 % до 18%, что свидетельствует о существенном уменьшении значений высших гармоник тока и снижении влияния нелинейных нагрузок на качество электроэнергии питающей сети.

Другим аспектом исследования является стабилизация напряжения на выходе ИБП при питании ЭП особой группы I категории. В этом случае используется АИН, который обеспечивает преобразование постоянного напряжения в переменное синусоидальное высокой верности и стабилизацию напряжения при снижении качества электроэнергии. Типовая схема АИН приведена на рис. 4.

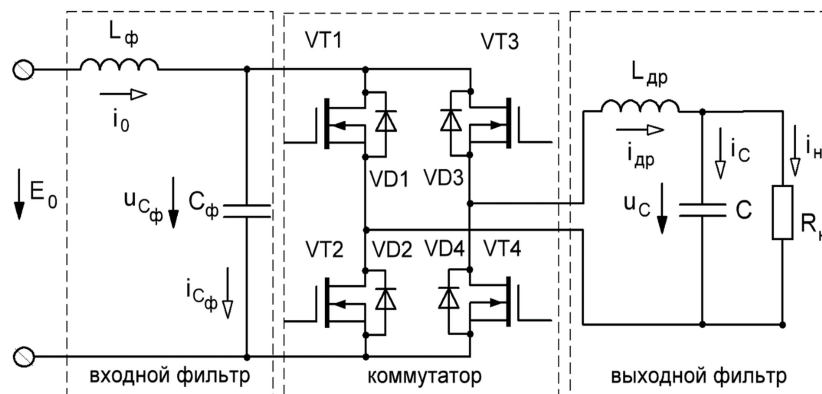


Рис. 4. – Силовая схема АИН

АИН состоит из входного и выходного Г-образных LC-фильтров, причём последний обеспечивает требуемую форму напряжения на выходе, и коммутатора, содержащего четыре попарно работающих транзистора. Для управления транзисторами используется ШИМ: для интервала ШИМ  $\sigma T_{\text{ШИМ}}$  для открытых VT3, VT2 ( $VT3_{\text{ON}}$ ;  $VT2_{\text{ON}}$ ) и закрытых ( $VT1_{\text{OFF}}$ ;  $VT4_{\text{OFF}}$ ) и для  $(1 - \sigma)T_{\text{ШИМ}}$  для открытых VT1, VT4 ( $VT1_{\text{ON}}$ ;  $VT4_{\text{ON}}$ ) и закрытых VT3 и VT2 ( $VT3_{\text{OFF}}$ ;  $VT2_{\text{OFF}}$ ), при этом  $\sigma$  – коэффициент заполнения для ШИМ [6].



В результате проведения анализа, моделирования и синтеза получена следящая СУ с асинхронной ШИМ, обеспечивающая высокую энергоэффективность за счёт изменения ширины импульсов при постоянной частоте. Система управления, полученная в среде MATLAB на этапе синтеза, приведена на рис. 5.

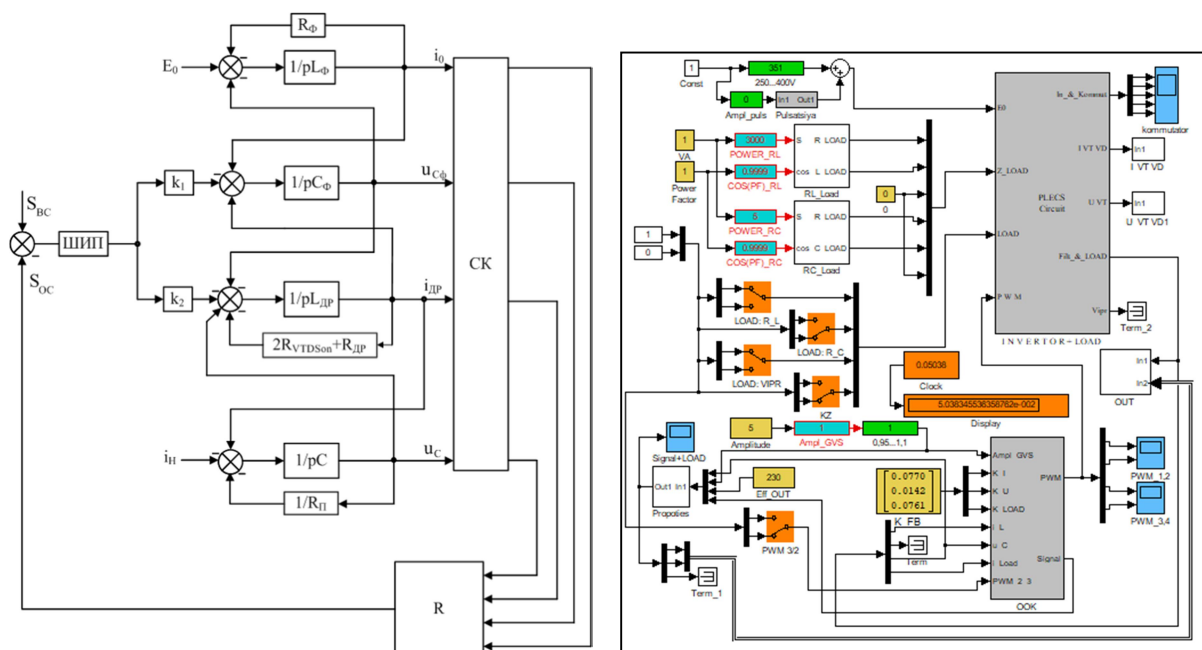


Рис. 5. – Структура силовой схемы АИН как объекта управления (слева) и силовая схема АИН в среде моделирования MATLAB (справа)

Такая СУ предполагает наличие в составе широтно-импульсного преобразователя и модального регулятора. Асинхронная ШИМ реализована с использованием регулятора с малой зоной переключения в области ведущего сигнала, чем обеспечивает слежение за заданием и минимизацию ошибки регулирования [7-8]. На рис. 6 приведены результаты моделирования в MLab.

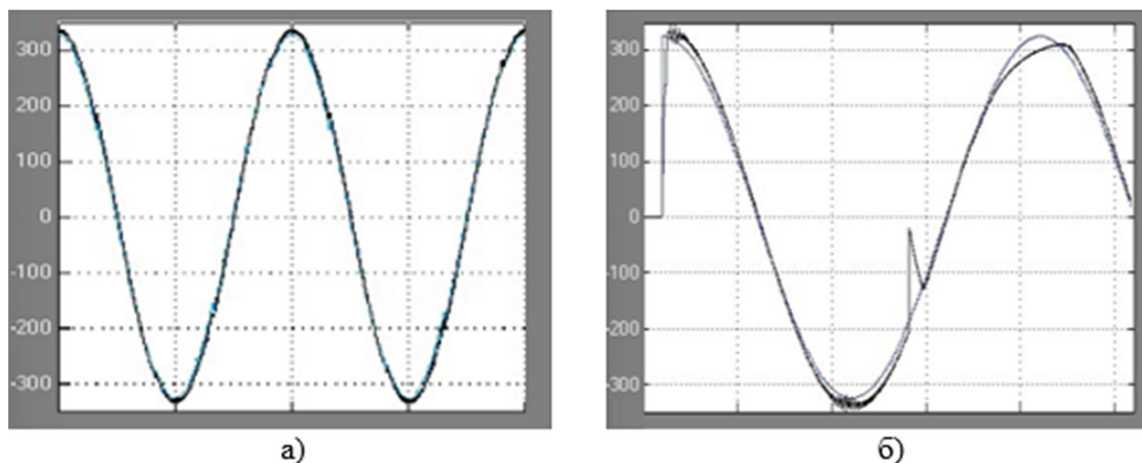


Рис. 6. – Временные диаграммы установившегося (а) и пускового (б) режимов объекта управления в среде MLab

Временные диаграммы на рис. 6 показывают, что разработанная следящая СУ АИН с асинхронной ШИМ для ИБП обеспечивает слежение за ведущим сигналом, стабилизацию напряжения при возникновении возмущений и качественное гарантированное питание

ответственных потребителей как в статическом, так и в динамическом режимах. Количественная оценка качества регулирования представлена следующими показателями: время пуска  $t_{ПУСК}=1,45$  мс; время переходного процесса при пуске (в момент времени, соответствующий амплитудному значению)  $t_{ПП}=1,4$  мс; время отработки возмущения  $t_{ВОЗМ}=1,5$  мс; отклонение напряжения  $\Delta U$  не более 2 %.

В результате разработана структура ИБП, обеспечивающего комплексное решение проблемы электромагнитной совместимости в однофазных сетях ограниченной мощности по входу и качественного электропитания ответственных потребителей особой группы I категории.

Предложена структура ИБП, содержащего формирователь сигнала антиискажений на входе и АИН со следящей СУ с асинхронной ШИМ на выходе. Такой подход позволяет одновременно компенсировать неактивные составляющие полной мощности (реактивную мощность и мощность искажений), вносимые нелинейной нагрузкой в питающую сеть, и обеспечивать стабилизацию выходного напряжения [9-10].

Метод компенсации искажений, основанный на адаптивной инъекции высших гармоник, обеспечивает снижение гармонических составляющих тока в ТОП, что подтверждается спектральными диаграммами (рис. 3).

Разработанная следящая СУ АИН с асинхронной ШИМ и модальным регулятором обеспечивает высокое качество переходных процессов, малую статическую ошибку, эффективное подавление возмущений и воспроизведение заданной формы выходного напряжения (рис. 6).

Таким образом, предложенное техническое решение имеет практическую значимость для применения в системах гарантированного электроснабжения ответственных потребителей, включая вычислительную и телекоммуникационную технику, медицинскую сферу, банковское и офисное оборудование. Направлением дальнейших исследований является совершенствование адаптивного метода компенсации искажений.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Фридман Л.Р. Качество электрической энергии в системах электроснабжения / Л.Р. Фридман. – Санкт-Петербург : Энергоатомиздат, 2022. – 145 с.
2. Василевич А.С. Источник бесперебойного питания / А.С. Василевич // Информационные радиотехнологии: сб. тезисов докладов 60-й юбилейной научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов. – Минск : БГУИР, 2024. – С. 26.
3. Аванесов В.М., Лобанова Е.А. Источник бесперебойного электропитания с компенсацией искажений в питающей сети. Патент РФ 2856342, МПК H02J 9/06. Заявлено 20.08.2025. Опубликовано 20.02.2026, Бюл. №5.
4. Черепанов А.В. Анализ факторов, влияющих на искажение показателей качества электроэнергии в системах электроснабжения / А.В. Черепанов // Электроэнергетика. – 2016. – № 3. – С. 45-52.
5. Асташев М.Г. Компенсация реактивной мощности в условиях искажения токов и напряжений / М.Г. Асташев, А.Б. Лоскутов, А.А. Лоскутов, Р.Н. Красноперов // Электричество. – 2025. – № 8. – С. 42-52. – DOI: 10.24160/0013-5380-2025-8-42-52
6. Гайворонский А.Ю., Лобанова Е.А. Статический преобразователь в системе гарантийного электроснабжения / А.Ю. Гайворонский, Е.А. Лобанова // Проблемы современной системотехники – сборник научных статей. – Таганрог : ИП Ступин С. А., 2025. – С. 53-59.
7. Харитонов С.А. Принципы формирования широтно-импульсной модуляции в преобразователях частоты для электроприводов переменного тока / С.А. Харитонов // Электротехнические системы и комплексы. – 2020. – № 3. – С. 15-22.
8. Белоус А.И. Основы силовой электроники / А.И. Белоус, В.А. Солодуха, С.А. Ефименко, В.А. Пилипенко. – Москва : Техносфера, 2019. – 424 с.

9. *Воронин П.А.* Импульсные преобразователи напряжения для систем вторичного электропитания : учебное пособие / П.А. Воронин. – Москва : ИНФРА-М, 2026. – 248 с.
10. *Компанеец Б.С.* Качество электроэнергии и энергоэффективность в системах электроснабжения : учебное пособие / Б.С. Компанеец, В.Н. Пильгунов, Л.И. Свешкарева. – Москва : ИНФРА-М, 2023. – 300 с.

УДК 615.471

## **ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ АЛГОРИТМА КЛАССИФИКАЦИИ МИОГРАФИЧЕСКОГО СИГНАЛА В ЦЕЛЯХ УПРАВЛЕНИЯ БИОНИЧЕСКИМ ПРОТЕЗОМ ВЕРХНИХ КОНЕЧНОСТЕЙ**

Коростов В.В., Вишневецкий В.Ю.

*Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения, ЮФУ, г. Таганрог*

Современное развитие реабилитационной инженерии направлено на создание активных протезов конечностей, обеспечивающих выполнение целенаправленных двигательных функций. Наиболее перспективным каналом управления такими устройствами является использование биопотенциалов мышц культы, регистрируемых методом поверхностной электромиографии (ЭМГ) [1, 2]. В ранних работах автора [3, 4] были рассмотрены биофизические основы генерации ЭМГ-сигнала, проведён анализ типов электродов и усилителей биопотенциалов, а также выполнен обзор архитектур искусственных нейронных сетей для классификации миографических сигналов. В рамках бакалаврской квалификационной работы была разработана аппаратная часть системы: инструментальный усилитель на AD8226, полосовой фильтр 20–2000 Гц на AD711 и конструкция хлорсеребряного электрода [5].

Настоящая работа направлена на экспериментальную верификацию разработанного алгоритма обработки и классификации ЭМГ-сигнала на упрощённом макете системы с использованием трёх датчиков Callibri и одномерной свёрточной нейронной сети.

*Постановка задачи.* Классическая задача управления бионическим протезом заключается в распознавании намерений пользователя по ЭМГ-сигналу и преобразовании их в управляющие команды для приводов. В процессе разработки первых версий программного обеспечения были выявлены существенные недостатки:

- программный код характеризовался избыточной сложностью и низкой модульностью, что затрудняло его отладку, модификацию и добавление новых функций;
- отсутствовала синхронизация между каналами датчиков, что приводило к искажению входных данных для классификатора.

Целью настоящего этапа работы являлась разработка модульной архитектуры программного обеспечения, обеспечивающей синхронизированный сбор данных с трёх датчиков, предобработку, обучение нейросетевого классификатора и инференс в реальном времени с приемлемой задержкой.

*Архитектура системы.* В основе разработанной программной системы лежит модульный принцип. Он подразумевает два этапа: этап однократной настройки системы (сбор эталонных жестов, предобработка, обучение нейросети) и этап работы в режиме реального времени (синхронизированный сбор сигнала и распознавание). Основным критерием эффективности является точность распознавания жестов, которая должна составлять не менее 90 % для комфортного использования, а также задержка при классификации, которая не должна превышать 2 секунды. Для предотвращения ложных срабатываний применяется гистерезисная фильтрация предсказаний.

Система состоит из четырёх основных модулей и имеет следующую архитектуру:

Модуль 1 (получение и предобработка сигнала) обеспечивает синхронный сбор данных с трёх датчиков Callibri через BLE, объединяет отсчёты по времени в буфере и предоставляет окна данных для классификации.

Модуль 2 (подготовка датасета) включает две подфункции. Во-первых, запись эталонных жестов по 5 секунд на каждый класс с последующим сохранением в словарь. Во-вторых, нарезку записей на окна, центрирование, нормализацию и стратифицированное разделение на обучающую (80 %) и валидационную (20 %) выборки. Модуль 3 (обучение нейросети) строит и обучает одномерную свёрточную нейронную сеть (1D CNN) с тремя свёрточными слоями (32, 64, 128 фильтров, ядро=5), подвыборкой, полносвязным слоем и выходным слоем softmax на 4 класса – жесты «Покой», «Сжатие», «Щипок», «Указательный». В итоге модуль 4 (инференс в реальном времени) загружает обученную модель, получает окна из буфера и выполняет предсказание с постобработкой: гистерезис (требуется 3 одинаковых предсказания из 5 последних) и «время удержания» 0.5 секунды между сменами жеста. Задержка перехода в покой составляет 0.5 секунды при низкой уверенности модели (<0.7), что предотвращает ложные срабатывания при кратковременных падениях сигнала.

Предобработка сигнала и формирование признаков заключается в следующем. ЭМГ-сигнал с трёх датчиков оцифровывается с частотой 1000 Гц. Для каждого окна выполняется центрирование, то есть удаление постоянной составляющей вычитанием среднего, по формуле:

$$x\_centered = x\_i - mean(x).$$

Далее происходит нормализация сигнала – деление обрабатываемого сигнала на глобальный максимум всего обучающего датасета:

$$x\_norm = x\_centered / X\_max, \text{ где } X\_max = max(|X\_train|).$$

Сигнал разбивается на перекрывающиеся окна длиной 300 мс (300 отсчётов) с шагом 50 мс. Поскольку свёрточная нейросеть способна самостоятельно выделять характерные паттерны, в настоящей работе, в отличие от классических методов понижения размерности (например, через пиковые значения), сохранена полная временная структура сигнала формы (3 канала  $\times$  300 отсчётов).

Для обучения нейросети необходимо собрать обучающий датасет. Процедура сбора обучающих данных осуществлена методом изолированных повторов: каждый жест записывается отдельно, длительностью 5 секунд, что обеспечивает стабильность сигнала и чистоту меток. Минимальное количество повторов на жест было условно принято равным 60. Сырые данные сохраняются в формате «.prz» – словаря, в котором ключи 0-3 соответствуют жестам, а значения – спискам массивов формы 3 канала на 5000 отсчётов.

В целях постобработки предсказаний предсказания нейросети пропускаются через мажоритарный фильтр с гистерезисом. Это позволяет снизить дребезг выдаваемых предсказаний, а также повысить устойчивости системы. В буфере хранятся последние 5 предсказаний (окон). Жест считается стабильным, если не менее 3 из 5 предсказаний совпадают.

Смена текущего жеста должна происходить при двух условиях: стабильный жест отличается от текущего и с момента последней смены прошло не менее 0.5 секунды. Дополнительно введена задержка перехода в состояние покоя: если модель предсказывает «Покой» с уверенностью ниже 0.7, система ожидает 0.5 секунды перед фактическим переключением.

Реализованный модульный принцип подразделяется на модули, используемые однократно (модули 2–3), и модули работы в режиме реального времени (модули 1 и 4). Такой подход позволяет упростить код для понимания и редактирования. является важным для лабораторного прототипа и создаёт основу для дальнейшего масштабирования.

Полученные результаты

В результате обучения нейросетевой модели получены следующие показатели точности классификации на валидационной выборке:

- лучшая точность на валидации: 94,39 %;
- финальная точность на обучающей выборке: 98,38 %.

Из полученных значений можно сделать вывод о способности описанной архитектуры ИННС эффективно выделять классифицировать трёхканальный ЭМГ-сигнал при тестировании на размеченных данных.

Однако при тестировании модуля инференса (предсказания в реальном времени) была получена существенно более низкая точность. Валидация работы системы на 2410 сравнениях дала следующие результаты:

- общее число совпадений: 1606;
- итоговая точность распознавания: 66,64 %.

Матрица ошибок представлена на рисунке 1.

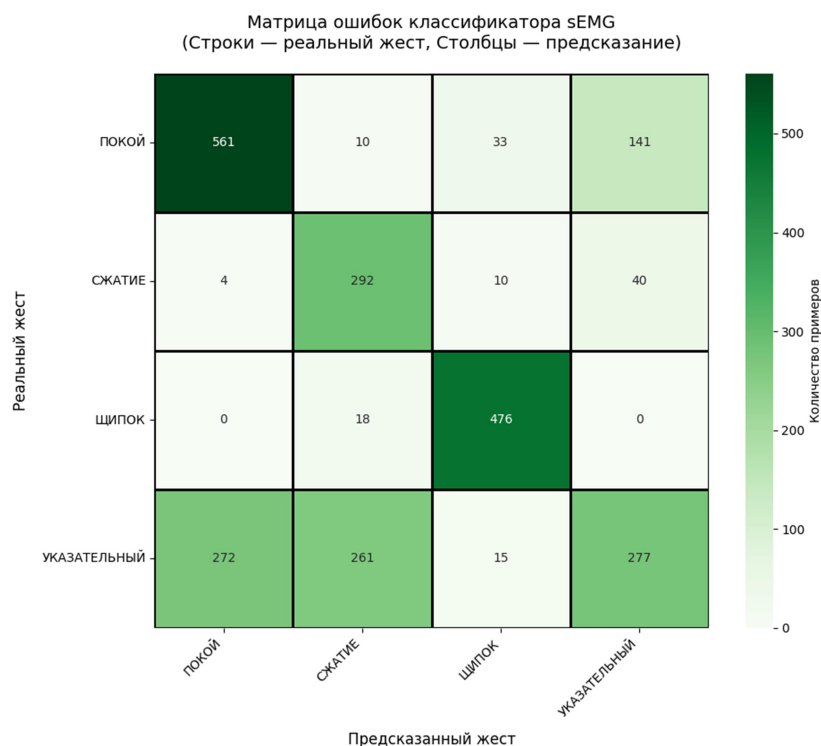


Рисунок 1 – Матрица ошибок классификации жестов в реальном времени

Наибольшие трудности вызывает распознавание жеста «указательный». Правильное распознавание данного жеста составляет лишь 36 % (277 из 533). Жест в равной степени ошибочно классифицируется как «покой» (272 случая) и как «сжатие» (261 случай). Зеркальная проблема наблюдается для жеста «покой», который в 141 случае ошибочно принимается за «указательный». Жест «щипок» демонстрирует наилучшую распознаваемость (96 % правильных классификаций).

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что низкое качество распознавания, в частности для жеста «указательный», обусловлено двумя основными факторами. Во-первых, использование всего трёх датчиков ЭМГ предоставляет ограниченный набор пространственных признаков. «Указательный» жест является специфическим и по своему паттерну мышечной активности занимает промежуточное положение между сжатием и покоем: при его выполнении активируются как мышцы-сгибатели (характерные для сжатия), так и отдельные разгибатели (приближающие сигнал к фоновой активности). Увеличение количества датчиков позволило бы получить больше параметров для различения близких паттернов.

Во-вторых, объём обучающей выборки недостаточен для уверенного разделения жеста «указательный» и смежных с ним состояний. Разрыв между точностью на валидации

модели (94 %) и точностью в реальном инференсе (67 %) указывает на то, что модель чувствительна к вариативности сигнала, возникающей при практическом использовании.

В качестве перспектив дальнейшего исследования следует рассмотреть два направления. Первое – дообучение модели на расширенном датасете, включающем большее количество примеров жеста «указательный» и переходных режимов между классами. Второе – исследование влияния увеличения количества датчиков ЭМГ (с трёх до шести-восьми) на точность распознавания. Это должно позволить получить более богатое пространственное представление о паттернах мышечной активности. Тем не менее, принципиальная применимость предложенного модульного подхода к построению системы управления бионическим протезом на основе многоканальной ЭМГ и одномерной свёрточной нейронной сети подтверждена. Разработанная система создаёт основу для последующего масштабирования.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Методы управления протезами верхних конечностей* / Горохова Н.М., Головин М.А., Чежин М.С. // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2019. Т. 19. № 2. С. 314–325.
2. *Evaluation of EMG pattern recognition for upper limb prosthesis control: a case study in comparison with direct myoelectric control* / Resnik L., Huang H., Winslow A. et al. // Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation. 2018.
3. *К вопросу выбора архитектуры искусственной нейронной сети для системы управления бионическим протезом верхних конечностей* / Коростов В.В., Вишневецкий В.Ю. // Материалы студенческой научной конференции. Таганрог, 2025.
4. *К вопросу разработки алгоритма обработки сигнала электромиографии для управления протезом* / Коростов В.В. // Экология и научно-технический прогресс. 2025.
5. *Разработка системы управления бионическим протезом верхних конечностей: выпускная квалификационная работа бакалавра* / Коростов В.В. Таганрог : ЮФУ, 2024.
6. *EMG Signal Classification Using Deep Learning and Time Domain Descriptors-Based Feature Extraction for Hand Grip Movement Recognition* / Ari A. // Traitement du Signal. 2023. Vol. 40. No. 3. P. 949–960.

УДК 621.396.96

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА АЛГОРИТМОВ СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ НА ЧАСТОТЕ 40 кГц

Маслова Л.В., Деркачев В.А.

*Институт радиотехнических систем и управления, ЮФУ, г. Таганрог*

Отработка алгоритмов обработки сигналов для систем с синтезированной апертурой обычно упирается в одну и ту же проблему: прямое экспериментирование в рабочем диапазоне (например, Ка, 34 ГГц) требует дорогой элементной базы и высокоточной навигации. Поэтому имеет смысл сначала проверить идеи на масштабируемом макете – на более низкой частоте, где и оборудование дешевле, и фазами легче управлять. В данном случае частота 40 кГц. Принцип электродинамического подобия работает: алгоритмы сжатия по дальности и фокусировки оперируют с временными задержками и доплеровскими сдвигами, а к абсолютной частоте они инвариантны.

Требуемое пространственное разрешение для системы радиолокационного мониторинга в Ка-диапазоне (34 ГГц) составляет  $0,3 \times 0,3$  м. Прямая проверка достижимости этих параметров на рабочей частоте требует дорогой СВЧ-аппаратуры и высокоточной навигации. Поэтому отработку алгоритмов обработки проводят на масштабируемом макете – в данном случае на частоте 40 кГц, где условия более простые и контролируемые. Задача

эксперимента – убедиться, что алгоритм формирует радиолокационное изображение, а полученные результаты после масштабирования укладываются в требуемый порог 0,3 м.

Эксперимент проводился на учебно-лабораторном комплексе РСА-01 [1]. Комплекс формирует непрерывный ЛЧМ-сигнал. Параметры: несущая 40 кГц, шаг движения антенны 600, полоса около 2,4 МГц. Сигнал после амплитудного детектора оцифровывается АЦП (12 бит, отсчёты от –2047 до 2047) и сохраняется в текстовый файл.

Движение носителя имитируется механическим перемещением антенны. Перемещение антенны осуществлялось с постоянной скоростью  $\approx 2,5$  мм/с. За время эксперимента (8 минут) антенна сместилась на 1,2 м, было зарегистрировано 61 положение (кадр). Записаны три конфигурации: пустая сцена, огнетушитель слева от траектории, огнетушитель справа. Расстояние до цели – примерно 5 метров.

Обработка каждого файла в MATLAB включает следующие этапы (рисунок 1).

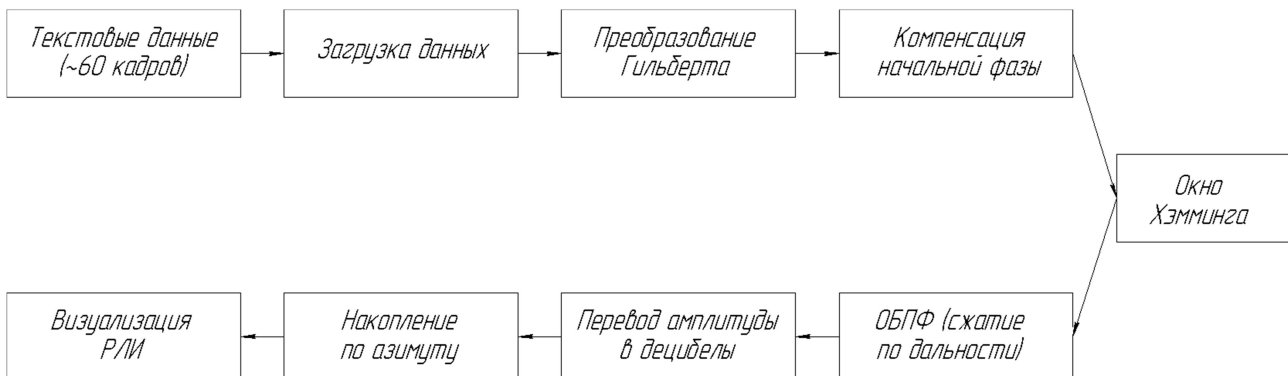


Рис. 1 – Алгоритм обработки данных РСА-01

Каждый файл обрабатывался в MATLAB по единой схеме [2]. Обработка начинается с преобразования Гильберта: реальные отсчёты АЦП превращаются в комплексный сигнал. Далее из конфигурационного файла подтягивается начальная фаза  $\varphi$ , и сигнал умножается на  $\exp(-lj \cdot \varphi)$  – убираем набег, внесённый передатчиком. Затем сигнал проходит через окно Хэмминга: боковые лепестки после спектрального анализа будут ниже, хотя главный чуть расширится. Следующий шаг – обратное БПФ с нулевым дополнением. Это стандартное сжатие по дальности, оно же согласованная фильтрация ЛЧМ. Амплитуду результата переводим в децибелы:  $20 \cdot \log_{10}(|x| + \varepsilon)$ , где  $\varepsilon$  – маленькое число, чтобы логарифм не уходил в минус бесконечность. Так получается одномерный дальностный профиль для одного положения антенны. Совокупность профилей по всем файлам (всем точкам траектории) даёт двумерное радиолокационное изображение: дальность по одной оси, азимут – по другой [3].

Посмотрим на дальностный профиль для пустой сцены (рисунок 2). Изображение представляет собой квазиоднородную структуру, где цвет фона соответствует минимальному уровню отражённого сигнала. Локальных пиков, которые можно было бы принять за отражение от цели, нет.

Когда в сцене появляется объект, картина меняется. На рисунке 3 показано РЛИ для конфигурации «цель слева». Чётко видно локальное пятно повышенной яркости, смещённое в левую часть изображения.

При перемещении цели в правую сторону траектории пятно на РЛИ смещается симметрично вправо (рисунок 4).

Положение пикселя на изображении соответствует реальному расположению цели. Отношение сигнал/шум превышает расчётный порог обнаружения (5 дБ), что обеспечивает уверенное детектирование цели. Расчётное разрешение проектируемой системы составляет 0,11 м, что с двукратным запасом перекрывает требование ТЗ – 0,3 м.



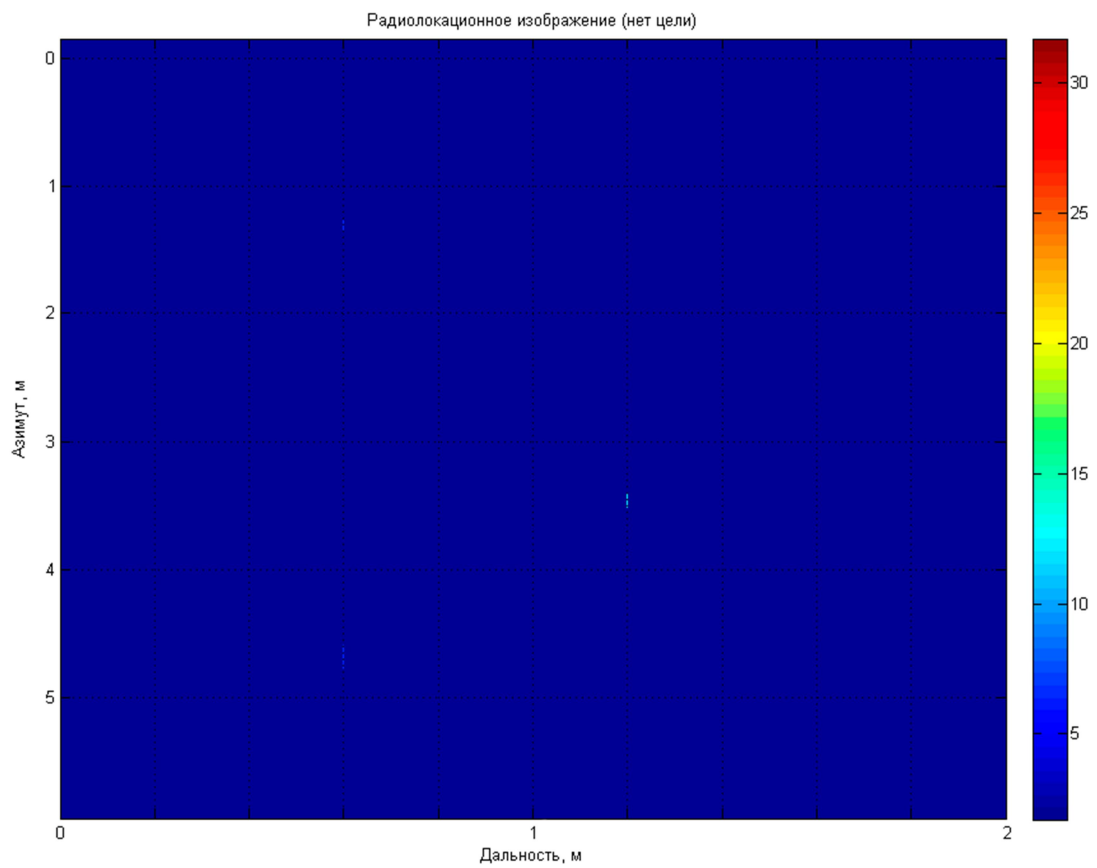


Рис. 2 – радиолокационное изображение фоновой сцены (без цели)

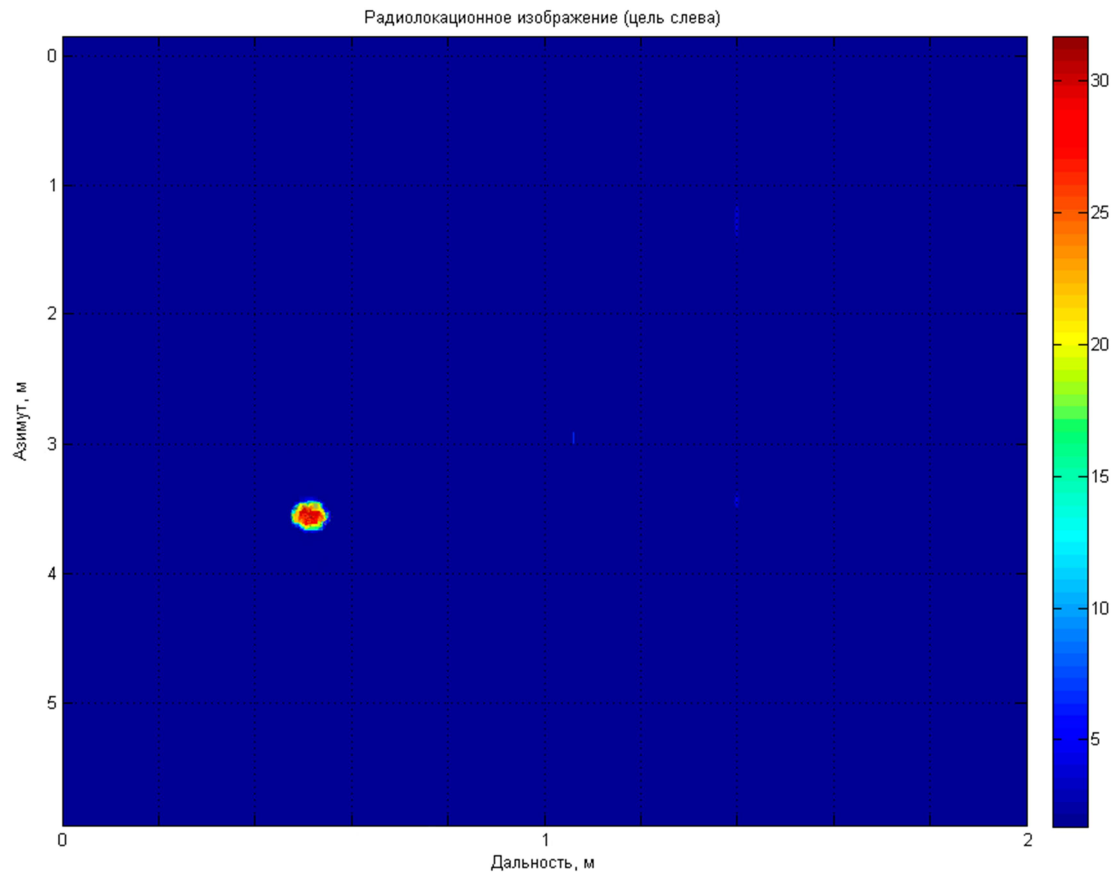


Рис. 3 – радиолокационное изображение сцены с целью (объект слева)

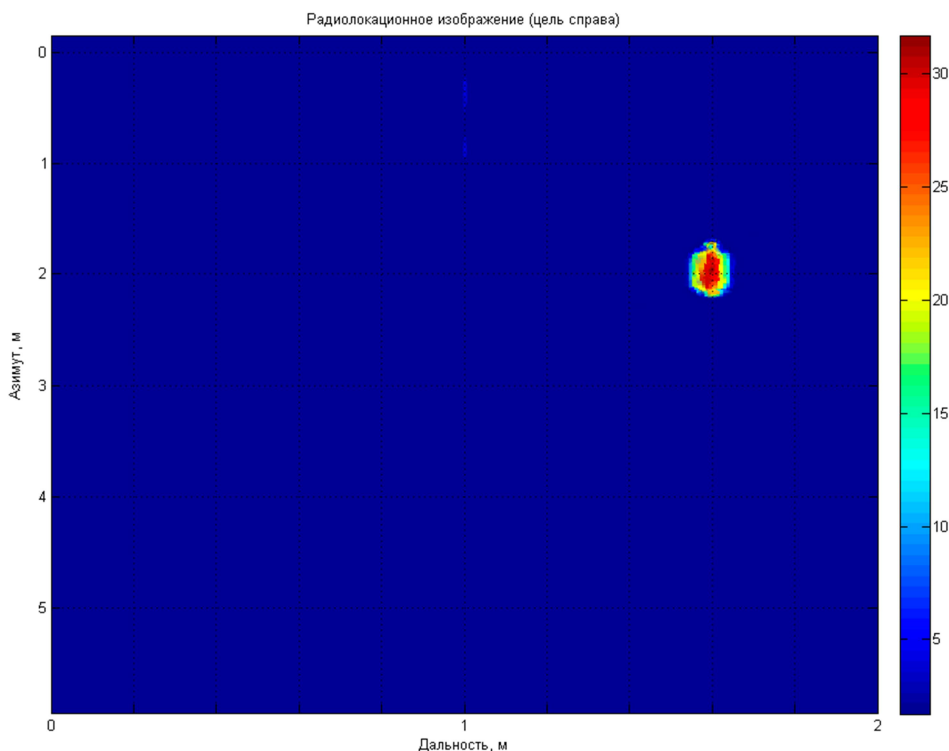


Рис. 4 – радиолокационное изображение сцены с целью (объект справа)

Обработка реальных данных с РСА-01 подтвердила работоспособность схемы: преобразование Гильберта [5], компенсация фазы, окно Хэмминга, ОБПФ и накопление по азимуту дают устойчивый результат. Идея масштабирования с 40 кГц на Ка-диапазон технически реализуема – расхождение укладывается в инженерный запас. Код обработки написан на MATLAB и может использоваться как основа для дальнейших экспериментов, например, для оценки влияния траекторных ошибок на качество РЛИ.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
2. Soumekh M. Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms. – Wiley, 1999. – 616 с.
3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
4. Oppenheim A.V., Schaffer R.W. Discrete-Time Signal Processing. – 3rd ed. – Pearson, 2010. – 1104 с.
5. MathWorks. Hilbert transform – Discrete-time analytic signal using Hilbert transform [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/hilbert.html> (дата обращения: 11.05.2026).

## ОЦЕНКА НАДЁЖНОСТИ БПЛА С НЕЙРОСЕТЕВОЙ СИСТЕМОЙ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ АВТОМОБИЛЕЙ

Лященко А.А., Рассолов М.А., Веревкина Л.С.

ИРТСУ, ЮФУ, кафедра электротехники и мехатроники, г. Таганрог

**Введение.** В статье рассматривается устройство предназначенное для автономного полета и детектирования автомобилей в природоохранных зонах, особенностью которого является использование искусственного интеллекта.

*Постановка задачи.* Структурная схема БПЛА с нейросетевой системой технического зрения для распознавания автомобилей приведена на рис. 1. Для элементов этой схемы необходимо определить основные показатели надёжности.

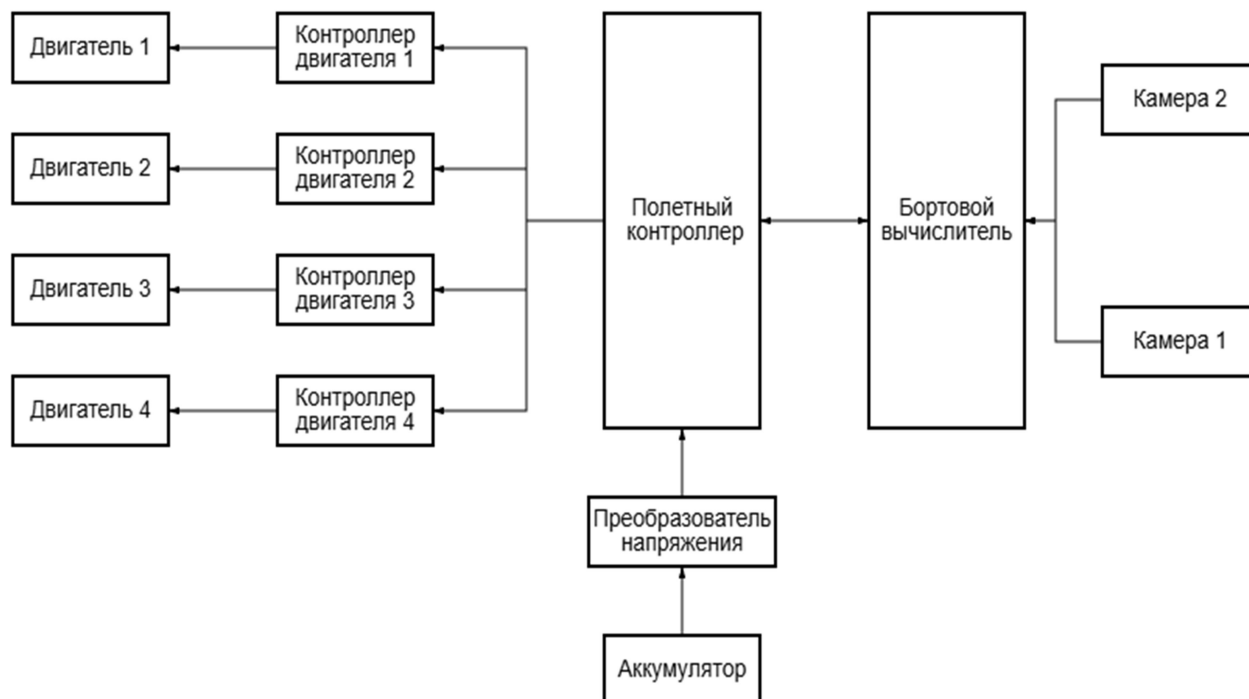


Рис. 1 – Структурная схема БПЛА с нейросетевой системой технического зрения для распознавания автомобилей

Квадрокоптер оснащён четырьмя бесколлекторными двигателями, каждый из которых управляется индивидуальным контроллером бесколлекторного двигателя. Контроллеры двигателей соединены с полётным контроллером, который отвечает за координацию работы двигателей и стабилизацию полёта. Через контроллеры бесколлекторных двигателей осуществляется подача питания на двигатели от аккумулятора. В схему включён преобразователь напряжения, обеспечивающий стабильное питание для полётного контроллера и бортового вычислителя. Бортовой вычислитель, представленный одноплатным компьютером Orange Pi 5, выполняет функции обработки видеопотока и реализации нейросетевой модели YOLOv26. К вычислителю подключены 2 USB-камеры, которые служат источником входных данных для системы компьютерного зрения и определяют наличие препятствий.

Нейросеть для детектирования автомобилей представляет собой вычислительную модель, обученную на размеченных изображениях дорожного движения. На вход система получает цифровое изображение или видеопоток, на выходе формирует координаты ограничивающих рамок вокруг объектов, классифицированных как легковые автомобили, грузовики или автобусы. Архитектура использует сверточные слои для выделения признаков (формы, тени, отражения) и полносвязные слои для принятия решения. Обучение происходит на наборах данных с примерами в различных погодных и световых условиях.

Под наборами данных для обучения нейросетей детектированию автомобилей понимаются структурированные коллекции цифровых изображений или видеок кадров, сопровождаемые разметкой. Разметка обычно представлена в виде координат прямоугольных областей (bounding boxes), охватывающих каждый видимый автомобиль, и меток классов (например, «легковой автомобиль», «грузовой автомобиль», «автобус»).

Оценка надёжности. Если хотя бы один элемент используемый в БПЛА с нейросетевой системой технического зрения для распознавания автомобилей откажет, то

миссия не сможет быть выполнена, поэтому для расчёта надёжности используем последовательную схему надёжности показанную на рис.2.

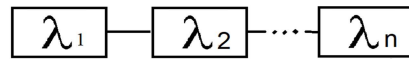


Рис. 2. – Последовательная схема надёжности БПЛА с нейросетевой системой технического зрения для распознавания автомобилей

На каждой стадии проектирования устройств рассчитывают основные показатели надёжности такие, как [1]:

- средняя наработка на отказ  $T_0$ , час;
- интенсивность отказов  $\lambda(t)$ , 1/час;
- вероятность безотказной работы  $p(t)$ .

Расчёт надёжности заключается в нахождении наработки на отказ [2]:

$$T_0 = \frac{1}{\lambda} \quad (1)$$

Интенсивность отказов  $\lambda(t)$  - это число отказавших  $n$  элементов устройства в единицу времени, отнесённое к среднему общему числу элементов  $N$ , работоспособных к моменту времени  $t$  [2]:

$$\lambda(t) = n(t) / (Nt \cdot \Delta t),$$

где  $\Delta t$  - заданный отрезок времени.

Показатели интенсивности отказов  $\lambda(t)$  элементов являются справочными данными, а для всего устройства интенсивность отказов определяется по формуле [2]:

$$\lambda = \sum_{i=1}^m k_i \lambda_i n_i, \quad (2)$$

где  $k$  – поправочный коэффициент, учитывающий относительное изменение средней интенсивности отказов элементов в зависимости от назначения устройства;

$m$  – общее количество групп элементов;

$n_i$  – количество элементов в  $i$ -й группе с одинаковой интенсивностью отказов  $\lambda_i$ .

Вероятность безотказной работы  $p(t)$  представляет собой вероятность того, что в пределах указанного периода времени  $t$ , отказ устройства не возникнет. Этот показатель определяется отношением числа устройств, безотказно проработавших до момента времени  $t$  к общему числу устройств, работоспособных в начальный момент.

Количественно надёжность устройства оценивается как вероятность  $p(t)$  события, заключающегося в том, что устройство в течение времени от 0 до  $t$  будет безотказно выполнять свои функции. Величина  $P(t)$  вероятность безотказной (рассчитанное значение  $P(t)$  не должно быть менее 0,85) работы определяется выражением

$$P(t) = e^{-\lambda t} = e^{-\frac{t}{T_0}}, \quad (3)$$

где  $t$  – время работы системы, ч ( $t$  выбирается из ряда: 1000, 2000, 4000, 8000, 10000 ч.);

$\lambda$  – интенсивность отказов устройства;

$T_0$  – наработка на отказ.

Для наглядности расчёт выполнен в таблице 1 с основными элементами системы и их показателями надёжности [3].

Интенсивность отказов устройства вычисляется как сумма интенсивностей отказов элементов системы по формуле (2)  $\lambda = 80,206 \cdot 10^{-6}$  1/час.

Наработку на отказ определяем по формуле (1)  $T = 1 / (80,206 \cdot 10^{-6}) = 12468$  часов, это значит, что непрерывно данный БПЛА с нейросетевой системой технического зрения обладает достаточной надёжностью для автономной работы в природоохраных зонах и может проработать 1,4 года.

Таблица 1 – Рассчёт надёжности системы

| Наименование элемента      | Коэффициент нагрузки, $K_{ни}$ | $\lambda_i * 10^{-6}, \frac{1}{ч}$ | $\lambda_i * K_{ни} * 10^{-6}, \frac{1}{ч}$ | Кол-во $n_i$ | $n_i * \lambda_i * 10^{-6}, \frac{1}{ч}$ |
|----------------------------|--------------------------------|------------------------------------|---------------------------------------------|--------------|------------------------------------------|
| Полётный контроллер        | 1,00                           | 33,3                               | 33,3                                        | 1            | 33,3                                     |
| Бес коллекторный двигатель | 1,00                           | 0,149                              | 0,149                                       | 4            | 0,596                                    |
| Бортовой вычислитель       | 1,00                           | 0,018                              | 0,018                                       | 1            | 0,018                                    |
| Камера                     | 1,00                           | 0,111                              | 0,0111                                      | 2            | 0,222                                    |
| Преобразователь напряжения | 1,00                           | 0,57                               | 0,57                                        | 1            | 0,57                                     |
| Аккумулятор                | 1,00                           | 1,33                               | 1,33                                        | 1            | 1,3                                      |
| Контроллер двигателя       | 1,00                           | 11                                 | 11                                          | 4            | 44                                       |
| Корпус                     | 1,00                           | 0,2                                | 0,2                                         | 1            | 0,2                                      |
| $\lambda$ всего устройства |                                |                                    |                                             |              | $\Sigma=80,206$                          |

Затем строится график вероятность безотказной работы  $p(t)$  БПЛА с нейросетевой системой технического зрения для распознавания автомобилей по формуле (3) в диапазоне  $t=0, 100, 200, 300, \dots, 1000$  час, приведённый на рис.3.

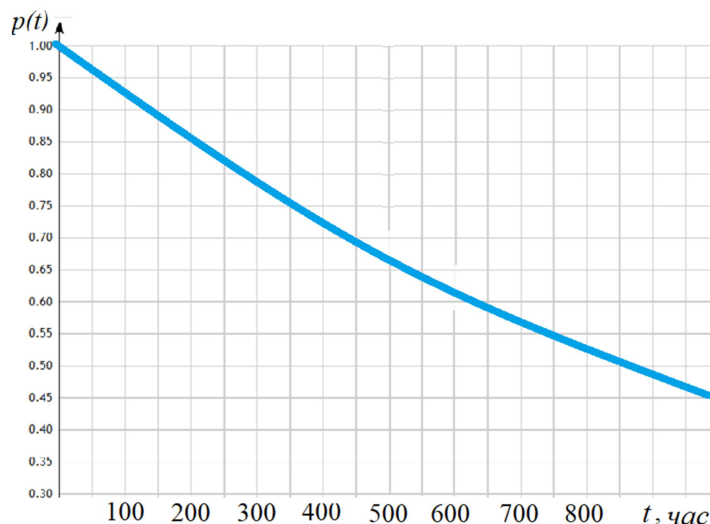


Рис. 3. – График вероятность безотказной работы БПЛА с нейросетевой системой технического зрения для распознавания автомобилей

Из графика вероятность безотказной работы (рис.3) определяем, что БПЛА с нейросетевой системой технического зрения для распознавания автомобилей при требуемой вероятности  $p=0,85$  наработка на отказ составит 200 часов.

Вывод. Таким образом, предложенный БПЛА с нейросетевой системой технического зрения обладает достаточной надёжностью для автономной работы в природоохранных зонах и может быть рекомендован к опытной эксплуатации при условии периодического контроля состояния наиболее нагруженных элементов (контроллеров и двигателей).

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Веревкин А. Л., Алпатова О. В., Вережкина Л. С.* Стадии разработки и уровни расчета надёжности. // Всемирный технологический университет ЮНЕСКО. Московский технологический институт. Материалы международного форума. Выпуск 2. «Человек в современном мире». Ростов н/Д: Гинго, 2014. – С. 308 - 312.

2. *Пишихов В.Х., Вережкина Л.С., Вережкин А.Л.* Учебное пособие. «Проектирование электротехнических устройств. Часть 1. Стадии проектирования. Техническое задание» – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013.-50с.

3. *Вережкин А.Л.* общая редакция и др. Учебное пособие ««База данных. Надёжность компонентов многофункциональных, многоканальных и групповых систем» – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2019г.-36с.

УДК 51-74:519.6:004.021

## МОДЕРНИЗАЦИЯ КВАДРОККОПТЕРА «КЛЕВЕР 4» ДЛЯ УЧАСТИЯ В СОРЕВНОВАНИЯХ «АЭРОБОТ»

Рассолов М.А., Лященко А.А., Пшихопова К.В.

*ИРТСУ ЮФУ, кафедра электротехники и мехатроники, НИИ ЮФУ Робототехники и процессов управления г.Таганрог,*

*Введение.* В статье рассматривается модернизация квадрокоптера «Клевер 4» для повышения его прочности, безопасности и пригодности к эксплуатации в условиях соревнований «Аэробот». Описана разработка конструктивных элементов в среде «КОМПАС-3D», включая опорную ножку, защитную раму пропеллеров, крепление лидара и крепление балансировочных грузов. Рассмотрены особенности изготовления деталей методом 3D-печати и обоснована необходимость доработки конструкции для установки дополнительного оборудования системы автономного полёта.

*Постановка задачи.* В рамках разработки конструкции беспилотного летательного аппарата необходимо выполнить проработку отдельных узлов квадрокоптера в системе автоматизированного проектирования «КОМПАС-3D». Основной целью является повышение прочностных характеристик конструкции, адаптация под установку дополнительного оборудования, а также обеспечение технологичности изготовления.

*Разработка опорной ножки (шасси) квадрокоптера.* Одним из ключевых элементов конструкции является опорная ножка (шасси) квадрокоптера, обеспечивающая устойчивость аппарата при взлёте, посадке и в процессе эксплуатации на поверхности.

В ходе проектирования была разработана модернизированная модель ножки, отличающаяся увеличенной толщиной несущих элементов (рис.1 а). Данное изменение обусловлено недостаточной прочностью исходной конструкции, применяемой в стандартной раме квадрокоптера «Клевер 4», в которой ножки имели малую толщину и были подвержены механическим повреждениям при посадке. При эксплуатации квадрокоптера значительные нагрузки возникают в момент контакта с поверхностью, особенно при жёсткой посадке. Тонкие элементы исходной конструкции не обеспечивали достаточного запаса прочности, что приводило к их деформации или разрушению.

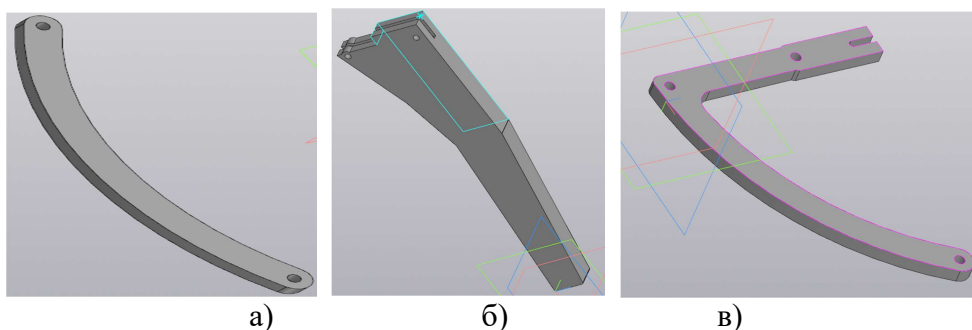


Рис.1. – Детали рамы: а) модель ножки; б), в) модели защиты пропеллеров

Разработанная конструкция опорной ножки обладает улучшенными прочностными характеристиками по сравнению с исходным вариантом и обеспечивает более надёжную эксплуатацию квадрокоптера (рис.1 а). Внесенные изменения являются технологически обоснованными и не требуют существенного усложнения процесса изготовления.

*Разработка защитной рамы квадрокоптера.* Для повышения безопасности эксплуатации беспилотного летательного аппарата была разработана система защиты пропеллеров квадрокоптера «Клевер 4», представляющая собой пространственную рамную конструкцию, окружающую зону вращения винтов.

Конструктивно защита выполнена из двух симметричных элементов дугообразной формы, которые при сборке образуют замкнутую рамку вокруг квадрокоптера. Каждый элемент имеет крепёжные отверстия, обеспечивающие жёсткую фиксацию к несущей конструкции аппарата (рис.1 б), в).

В процессе эксплуатации квадрокоптера существует риск контакта пропеллеров с внешними объектами (растения, конструкции, человек), что может привести к повреждению винтов, выходу из строя двигателя или возникновению аварийной ситуации.

Разделение конструкции на две части обусловлено технологическими и эксплуатационными требованиями. Это упрощает процесс изготовления, транспортировки и сборки, а также позволяет при необходимости заменить отдельный элемент без демонтажа всей конструкции.

*Разработка крепления для лидара.* В рамках разработки системы автономного полёта квадрокоптера было спроектировано крепление для установки лидара (рис. 2), обеспечивающее надёжную фиксацию датчика и его корректную ориентацию в пространстве.

Конструктивно крепление выполнено в виде цилиндрического корпуса, соответствующего геометрическим размерам используемого лидара. В нижней части предусмотрена опорная площадка с элементами крепления, позволяющими фиксировать конструкцию на раме квадрокоптера.

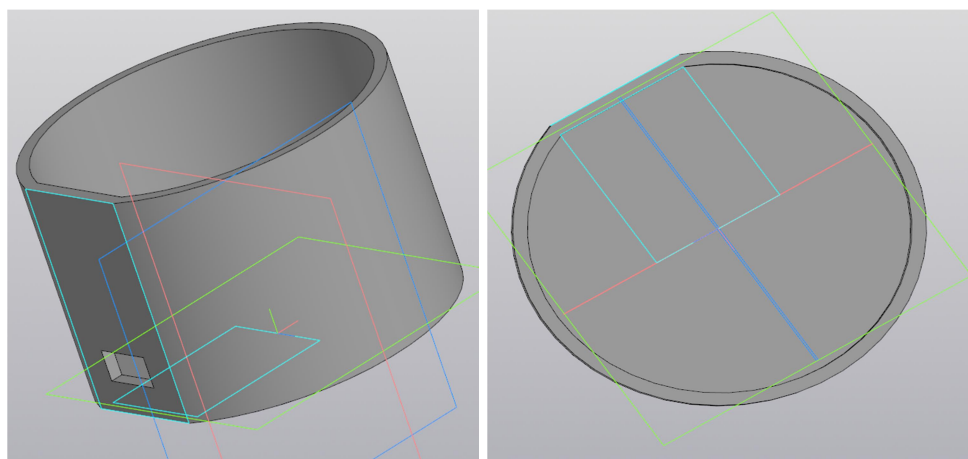


Рис. 2. – Крепление для лидара

Лидар является одним из ключевых сенсоров системы автономного полёта, используемым для построения карты окружающего пространства и обнаружения препятствий. Для корректной работы датчика необходимо обеспечить его стабильное положение и отсутствие смещений в процессе полёта.

Использование универсальных креплений или временных решений может приводить к перекосам датчика, что негативно влияет на качество данных и работу алгоритмов навигации.

Конструкция является простой, технологичной и может быть реализована с использованием стандартных методов изготовления, что делает её пригодной для практического применения в составе системы автономного квадрокоптера.



*Разработка крепления для балансировочных грузов.* В процессе проектирования квадрокоптера была разработана конструкция крепления балансировочных грузов (рис. 3), предназначенная для компенсации смещения центра масс и обеспечения устойчивости аппарата в полёте.

Конструктивно узел представляет собой продольно-рамную конструкцию с направляющими элементами и крепёжными отверстиями, позволяющими устанавливать дополнительные грузы с одной стороны квадрокоптера. Крепление фиксируется на несущей раме и обеспечивает жёсткое удержание грузов в заданном положении.

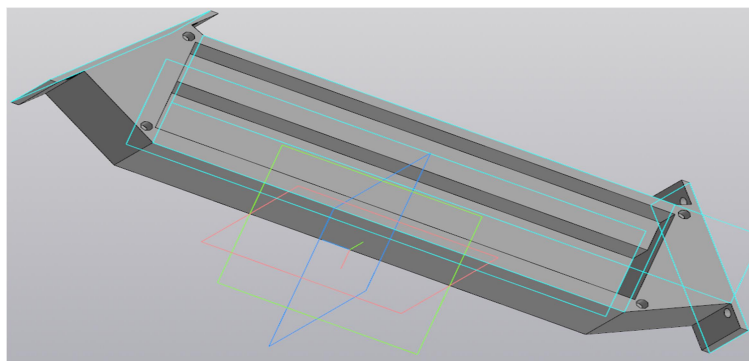


Рис. 3. – Крепление для балансировочных грузов

При установке дополнительного оборудования (лидар, камеры, вычислительные модули) возникает смещение центра масс квадрокоптера, что негативно влияет на устойчивость полёта и работу системы стабилизации.

Разработка отдельного крепления обусловлена необходимостью точной настройки положения грузов без изменения основной конструкции квадрокоптера.

*Вывод.* Разработанная защита пропеллеров представляет собой эффективное конструктивное решение, направленное на повышение безопасности и надёжности эксплуатации квадрокоптера. Применение разъёмной дугообразной конструкции позволяет обеспечить удобство монтажа, достаточную прочность и адаптивность к условиям эксплуатации.

Разработанное крепление лидара обеспечивает надёжную установку датчика, стабильность его положения и корректность получаемых данных.

Таким образом, разработанное крепление балансировочных грузов позволяет эффективно компенсировать смещение центра масс квадрокоптера, повышая устойчивость и надёжность полёта. Конструкция обеспечивает возможность регулировки, обладает достаточной прочностью и может быть реализована без значительного усложнения конструкции аппарата.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ямолдин В. А. Метод потенциальных полей в групповой робототехнике для задачи планирования маршрута / Ямолдин Владимир Алексеевич [Текст] // Ломоносов - 2024. — Москва: . — С. 1-2. (дата обращения: 20.10.2025).
2. Летов, В. В. Программно-технические аспекты реализации алгоритма автономной навигации SLAM / В. В. Летов, А. А. Зонтов // Сборник трудов международной молодёжной школы «Инженерия - XXI», Новороссийск, 15–18 апреля 2025 года. – Новороссийск: Белгородский государственный технологический университет им. В. Г. Шухова, 2025. – С. 205-206. – EDN TUUTY. (дата обращения: 20.10.2025).
3. Зонтов, А. А. Разработка алгоритма определения реального положения объектов при помощи технологии компьютерного зрения / А. А. Зонтов, Е. Ю. Косенко // Перспективные системы и задачи управления : Сборник трудов XX Юбилейной Всероссийской научно-практической конференции и XVI молодежной школы-семинара, п.

Домбай, 07–11 апреля 2025 года. – Таганрог: ДиректСайнс (ИП Шкуркин Д.В.), 2025. – С. 437-440. – EDN TEAAУМ. (дата обращения: 20.10.2025).

УДК 621.396.967

## РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ УДАЛЕННЫХ ЦЕЛЕЙ

Лебедев А.Д., Катасонов Р.С., Украинский В.М.

Руководитель Лобач В.Т.

ЮФУ, Институт Радиотехнических Систем и Управления, г. Таганрог

*Введение.* В современных условиях обеспечение безопасности воздушных и морских рубежей является приоритетной задачей любого государства. Развитие средств нападения — от высокоскоростных крылатых ракет до малозаметных беспилотных летательных аппаратов — требует постоянного совершенствования систем радиолокационного обнаружения. РЛС обнаружения удаленных целей играют ключевую роль в системе раннего предупреждения. Чем раньше цель будет обнаружена, тем больше времени остается у систем принятия решений и средств ПВО на адекватное реагирование.

Актуальность данной работы обусловлена непрерывно возрастающими требованиями к точности и помехоустойчивости радиолокационных систем. При этом разработка эффективной РЛС сопряжена с необходимостью решения ряда противоречивых задач: увеличением энергетического потенциала при сохранении точности измерения координат и помехозащищенности. Разрабатываемая радиолокационная станция должна соответствовать современным стандартам, обеспечивая надёжное обнаружение целей в условиях естественных и искусственных помех.

Целью исследования является проектирование РЛС обнаружения удаленных целей, способной обеспечивать надежный мониторинг в радиусе 80 км с заданными точностными характеристиками и высокой помехозащищенностью. В рамках работы рассматривается импульсная система сантиметрового диапазона, осуществляющая круговой обзор ( $360^\circ$ ) в горизонтальной плоскости.

*Постановка задачи.* В соответствии с требованиями, предъявляемыми к перспективным системам радиолокации и радионавигации, в данном исследовании ставится задача проектирования импульсной РЛС обнаружения удаленных целей Х-диапазона (длина волны  $\lambda = 3,2$  см). Станция должна функционировать в режиме кругового обзора и обеспечивать надежное определение дальности и угловых координат объектов.

Для реализации указанной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать и обосновать структурную схему импульсной РЛС, функционирующей в сантиметровом диапазоне волн.

2. Рассчитать основные параметры антенной системы: ширину диаграммы направленности в плоскостях, коэффициент усиления, а также определить физические размеры и тип антенны, обеспечивающие требуемое время облучения цели при круговом сканировании.

3. Провести временной расчет радиолокационной системы, определив длительность и частоту повторения сигналов с учетом устранения неоднозначности отсчета дальности.

4. Рассчитать энергетические параметры станции: импульсную мощность передатчика и реальную чувствительность приемного тракта, гарантирующие обнаружение целей на заданных дистанциях.

5. Оценить разрешающую способность РЛС по дальности и угловой координате, а также рассчитать теоретическую точность (среднеквадратические ошибки) измерения этих координат.

6. Выполнить сравнительный анализ полученных проектных характеристик с исходными требованиями технического задания, выявив потенциальные отклонения, обусловленные фундаментальными физическими ограничениями импульсного метода радиолокации, и обосновать их допустимость.

*Решение проблемы.* Для проектирования импульсной РЛС обнаружения удаленных целей Х-диапазона предложен комплексный научно-технический подход, основанный на модернизации архитектуры базовой обзорной станции «Балтика-Б» путем увеличения передающего тракта до 100 кВт и оптимизации параметров приемно-антенной системы. Предложенная структурная схема представлена на рисунке 1.

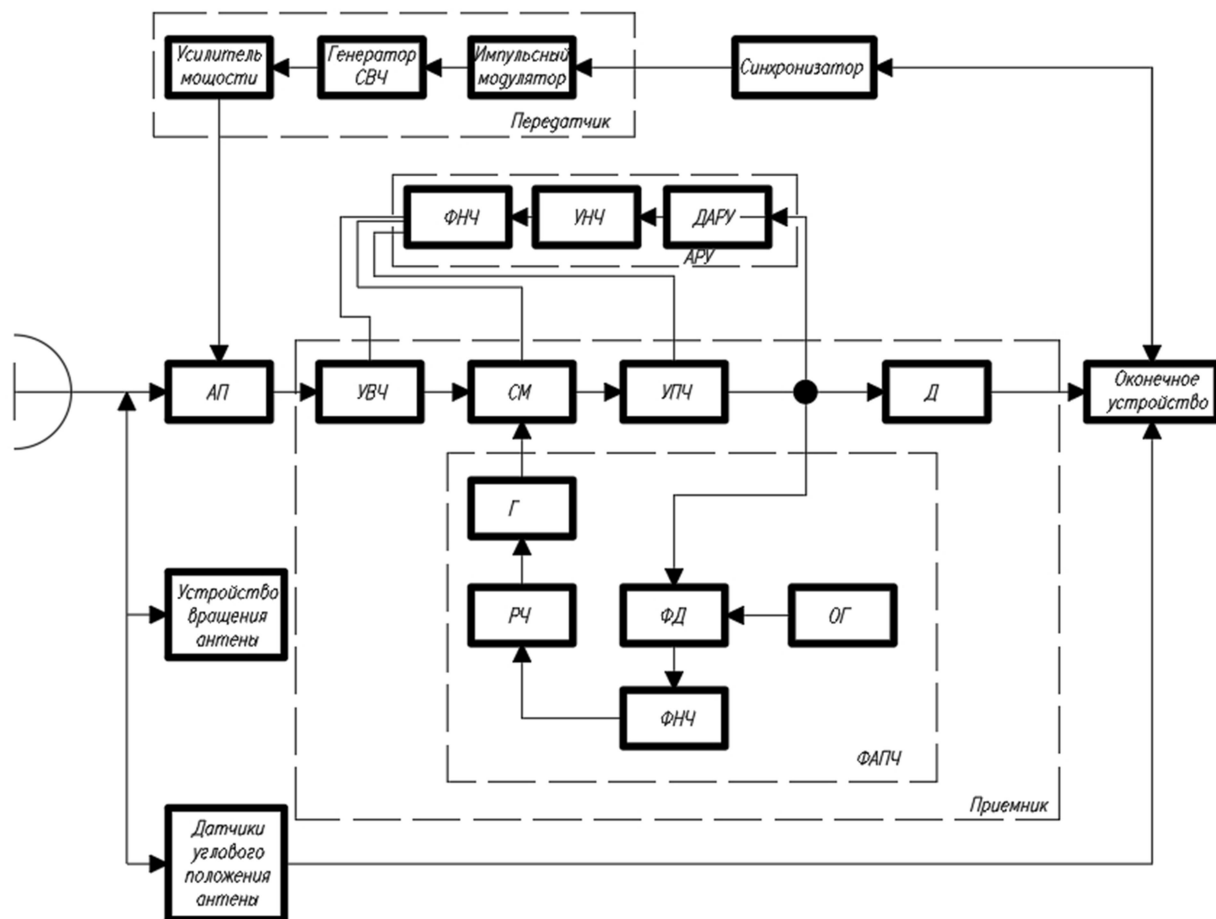


Рис. 1 – Структурная схема РЛС

Разрабатываемая РЛС строится по амплитудной супергетеродинной схеме без доплеровской селекции. В состав передатчика включены импульсный модулятор, СВЧ-генератор на магнетроне и усилитель мощности. Приемный тракт оснащен высокочувствительным усилителем радиочастоты (УРЧ) на лампе бегущей волны (ЛБВ) с коэффициентом шума  $k_{ш\text{УРЧ}} = 3,16$  (5 дБ), обеспечивающим эффективное подавление шумов последующих каскадов.

Фундаментальной технической проблемой при использовании магнетронного генератора и клистронного гетеродина является высокая нестабильность частоты ( $\Delta f_{\text{нс}} = 151$  МГц), вынуждающая расширять полосу пропускания приемника до  $\Delta f_{\text{пр}} = 153,74$  МГц, что критически снижает реальную чувствительность системы. Для решения этой проблемы в приемный тракт интегрирована система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) гетеродина с высоким коэффициентом стабилизации. Это позволило нейтрализовать дрейф частоты и сузить полосу пропускания УПЧ до величины, согласованной со спектром простого прямоугольного импульса длительностью  $t_{\text{и}} = 0,5$  мкс:

При этом эффективная шумовая полоса приемника составила  $\Delta f_{\text{ш}} = 3,015$  МГц.

В качестве антенной системы выбрана щелевая волноводная решетка (ЩАР), обладающая малым весом и низкой парусностью. Для обеспечения кругового обзора в горизонтальной плоскости и надежного обнаружения целей в широком диапазоне дальностей (от 100 м до 80 км) сформирована веерная диаграмма направленности (ДН). Ширина луча составляет:

- в горизонтальной плоскости:  $\theta_{\alpha} = 1,5^{\circ}$  (задано ТЗ для обеспечения точности азимута);
- в вертикальной плоскости: выбрана оптимальная ширина луча  $\theta_{\beta} = 20^{\circ}$ .

Геометрические размеры раскрыва ЩАР составили: длина 110 см, высота 8,16 см. При КПД антенно-фидерного тракта 95% расчетный коэффициент усиления антенны равен  $G = 1306,7$ .

В качестве фидера выбран медный прямоугольный волновод длиной 10 м. Шумовая температура фидера составила  $T_{\text{ФА}} = 101,36$  К. Шумовая температура антенны рассчитана с учетом космического фона, излучения Земли и затухания радиоволн в атмосфере при неблагоприятных метеоусловиях (сильный дождь 16 мм/ч), равна  $T_{\text{А}} = 205,27$  К.

Для однозначного измерения дальности в пределах 80 км с учетом времени восстановления антенного переключателя период повторения зондирующих импульсов установлен на уровне  $T_n = 0,56$  мс.

При скорости механического вращения антенны  $\Omega_{\text{обз}} = 10$  об/мин время облучения цели составило  $T_{\text{обл}} = 0,025$  с.

Полное время последовательного обзора кругового сектора с учетом коэффициента замедления на краях составляет  $T_{\text{обз}} = 7,2$  с. При этом количество отраженных импульсов в пачке при некогерентном накоплении составило  $N = 45$ .

На основе критерия Неймана–Пирсона для заданных вероятностных характеристик  $P_{\text{лт}} = 10^{-4}$  и  $P_{\text{по}} = 0,96$  определено минимально необходимое (пороговое) отношение сигнал/шум по формуле (1).

$$q = 2\sqrt{45} \left( \sqrt{2 \ln \left( \frac{1}{10^{-4}} \right) - 2,8} + \sqrt{2 \ln \left( \frac{1}{1-0,96} \right) - 2,8} \right) = 79,1 \quad (1)$$

Данный энергетический порог показывает отношение сигнал-шум на выходе накопителя импульсов и превосходит требования к точности измерения координат для дальности и азимута, в связи с чем значение  $q = 79,1$  принято в качестве базового для обеспечения надежного обнаружения целей на предельных дистанциях.

*Полученные результаты.* В результате проектирования были определены основные тактико-технические характеристики импульсной радиолокационной станции кругового обзора сантиметрового диапазона. Разработанная система удовлетворяет подавляющему большинству требований исходного технического задания.

Основные полученные параметры спроектированной РЛС:

- **дальность действия:** максимальная — **80 000 м** (обеспечена при заданных вероятностных характеристиках), минимальная — **97,5 м** (что полностью удовлетворяет жесткому требованию не более 100 м);
- **энергетические характеристики:** импульсная мощность передатчика составила **100 кВт**, средняя мощность — **89,28 Вт**. Чувствительность приемного тракта достигла значения  $5,2 \cdot 10^{-13}$  Вт;
- **точностные характеристики:** реальная среднеквадратическая погрешность измерения дальности составила **15,3 м** (при заданных 15 м), погрешность измерения азимута — **0,337°**.
- **разрешающая способность:** расчетная разрешающая способность по дальности составила **160 м**, по азимуту — **1,8°**.
- **вероятностные характеристики:** заданные параметры надежности обнаружения — вероятность правильного обнаружения  $P_{\text{по}} = 0,96$  при вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лт}} = 10^{-4}$

— полностью достигнуты и подтверждены характеристикой обнаружения, представленной на рисунке 2.

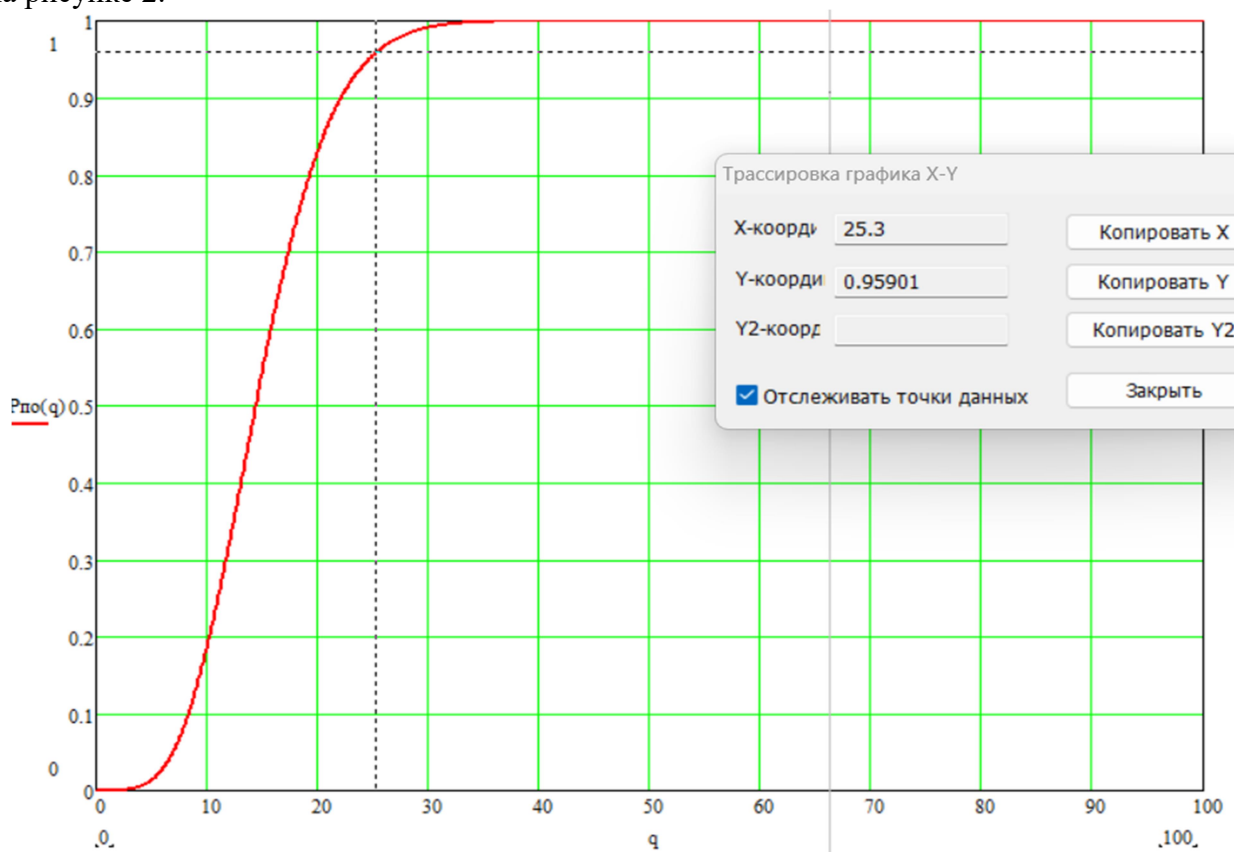


Рис.2 – Характеристика обнаружения

В качестве устройства отображения информации выбран индикатор кругового обзора на ЭЛТ диаметром **400 мм** с четырьмя поддиапазонами шкал дальности (от 1 км до 80 км), что оптимизирует работу оператора и повышает разрешающую способность по дальности и углу.

Выявленные в ходе проектирования незначительные отклонения расчетных характеристик от исходного ТЗ (в частности, по разрешающей способности и погрешности измерения угловых координат) обусловлены фундаментальными физическими ограничениями импульсного метода радиолокации. Данные погрешности в значительной степени связаны с разрешающей способностью системы индикации и не могут быть полностью устранены в рамках классической архитектуры без усложнения зондирующего сигнала. Тем не менее, полученные результаты лежат в допустимых пределах и гарантируют эффективное функционирование РЛС при решении задачи обнаружения удаленных целей.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лобач В.Т., Потипак М.В. Проектирование радиолокационных систем: учебное пособие / Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 108 с.
2. Алехин В.А., Лобач В.Т., Потипак М.В. Проектирование радиотехнических систем: учебное пособие / Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 218 с.
3. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. Сколника М.И.; пер. с англ. под общ. ред. Вербы В.С. – М.: Техносфера, 2015.
4. Дуров А.А. Судовая радиолокация. Судовые радиолокационные системы и САРП: учебное пособие. – Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2006. – 325 с.

УДК 621.396.967.34

## СИСТЕМА САМОНАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С КОРРЕКЦИЕЙ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Хатламаджиян Д.С.

Руководитель Геложу Ю.А.

*Институт радиотехнических систем и управления, Южный федеральный университет, г. Таганрог*

*Введение.* Современные системы управления ракетным вооружением требуют высокой точности наведения при атаке скоростных и интенсивно маневрирующих целей. Один из наиболее эффективных подходов – использование активных радиолокационных головок самонаведения (СН), реализующих метод пропорционального наведения. Его преимущество состоит в том, что поперечное ускорение ракеты формируется пропорционально угловой скорости линии визирования, что позволяет успешно перехватывать цели даже при значительных эволюциях последних. Однако практическое воплощение таких систем связано с необходимостью обеспечения устойчивости замкнутого контура управления, компенсации инерционности элементов бортовой аппаратуры и ограничения максимальных ускорений ракеты.

Целью работы является разработка и исследование активной радиолокационной системы самонаведения с улучшенными динамическими показателями, предназначенной для обнаружения и сопровождения целей в условиях сложной помеховой обстановки.

*Постановка задачи.* Система должна функционировать в составе моноимпульсной бортовой РЛС сантиметрового диапазона ( $\lambda=3$  см) с суммарно-разностным амплитудным пеленгатором. Антенна – параболическая типа Кассегрена диаметром 0,45 м. Требуется обеспечить дальность действия от 2 до 30 км по цели с эффективной площадью рассеяния не менее 25 м<sup>2</sup>, точность определения углового рассогласования не хуже 0,3°, минимальное время переходного процесса и отсутствие перерегулирования при отработке управляющих воздействий.

В качестве базового алгоритма наведения выбран метод пропорционального наведения. Контур управления должен включать звено автопилот–снаряд (АПС), реализующее координированный разворот с независимой стабилизацией крена, и радиозвено следящего типа.

Сравнительный анализ вариантов построения контура. Математическая модель некорректированного контура «автопилот–снаряд» представляет собой систему третьего порядка с крайне низким коэффициентом демпфирования ( $\xi \approx 0,1$ ). Это обуславливает значительную колебательность переходного процесса, большое время регулирования (около 0,5 с) и недопустимую динамическую ошибку по направлению (до 0,9°). Для улучшения характеристик проанализированы два способа коррекции: гибкая обратная связь (ГОС) и пропорционально-дифференцирующий (ПД) регулятор. Результаты анализа показали, что применение ГОС ограничено предельно допустимым значением коэффициента из-за насыщения усилителей, поэтому выбран ПД-регулятор, включённый в цепь сигнала ошибки. Сравнительные характеристики некорректированной (аналог) и разработанной системы с ПД-коррекцией приведены в таблице 1.

*Описание системы.* Структурная схема разработанной системы самонаведения представлена на рисунке 1. Она содержит кинематическое звено, радиозвено (включающее антенну со следящим гиروهодом, угловой дискриминатор, фазовый детектор, усилитель и ПД-регулятор), а также звено автопилот–снаряд с ограничителем команд.

Таблица 1 – Сравнительные характеристики вариантов системы

| Параметр                              | Без коррекции (аналог) | С ПД-коррекцией (разработка) |
|---------------------------------------|------------------------|------------------------------|
| Время переходного процесса, с         | 0,5                    | 0,3                          |
| Коэффициент демпфирования             | 0,1                    | 0,79                         |
| Динамическая ошибка по направлению, ° | 0,9                    | 0,3                          |
| Запас по фазе, °                      | 40                     | 116                          |
| Запас по амплитуде, дБ                | 3                      | 10,6                         |

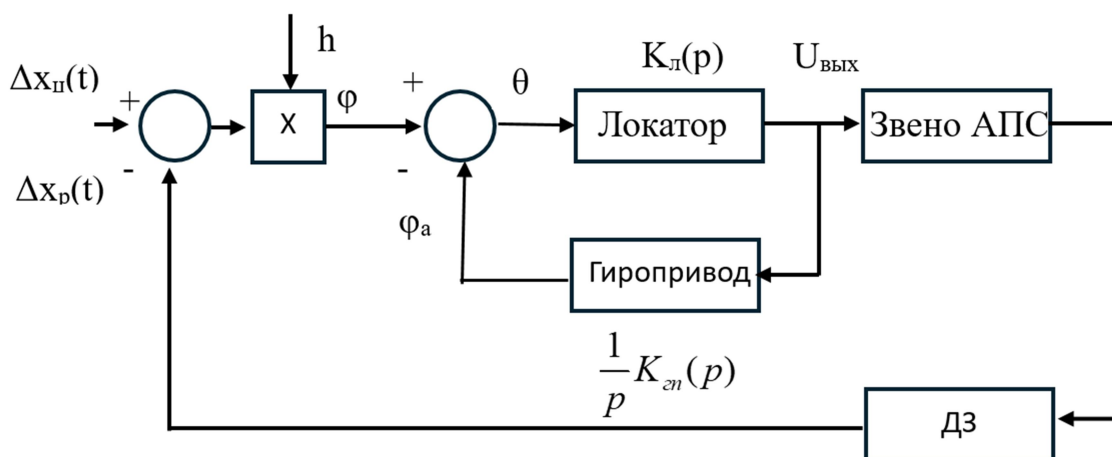


Рисунок 1. – Структурная схема системы самонаведения

Передаточная функция скорректированной разомкнутой системы имеет вид:

$$W(p) = \frac{K_0(T_1 \cdot p + 1)}{p(T_2 \cdot p + 1)(T_\phi \cdot p + 1)(T_{ac} \cdot p + 1)},$$

где  $K_0 = K_{pz} \cdot K_{апс} \cdot K_{кин}$ ,  $T_1 = 2,7$  с,  $T_2 = 1,5$  с,  $T_\phi = 0,016$  с,  $T_{ac} = 0,004$  с.

Параметры регулятора определены методом стандартных коэффициентов для системы четвертого порядка с перерегулированием менее 5 % ( $A_1=3$ ,  $A_2=4,25$ ,  $A_3=3$ ). Звено АПС дополнено ограничителем, преобразующим управляющий сигнал для предотвращения чрезмерных поперечных ускорений (свыше 10g).

*Результаты моделирования.* Имитационное моделирование выполнено в среде MATLAB Simulink. На рисунке 2 приведены логарифмические частотные характеристики скорректированной системы. Запасы устойчивости составляют  $116^\circ$  по фазе и 10,6 дБ по амплитуде, что свидетельствует о высокой степени робастности.

Переходный процесс при скачкообразном задающем воздействии (рисунок 3) имеет монотонный характер, перерегулирование отсутствует, время нарастания  $\sim 0,25$  с, время установления  $\sim 0,3$  с, что полностью удовлетворяет заданным требованиям быстродействия.

На рисунке 4 показаны траектории движения ракеты и цели при начальной дальности 10 км и скорости цели 250 м/с. Промах не превышает 0,5 м, а поперечное ускорение ракеты остаётся в допустимых границах.



Сравнение с некорректированной системой подтверждает эффективность предложенного решения: динамическая ошибка снижена в 3 раза, время регулирования уменьшено на 40 %, колебательность полностью устранена.

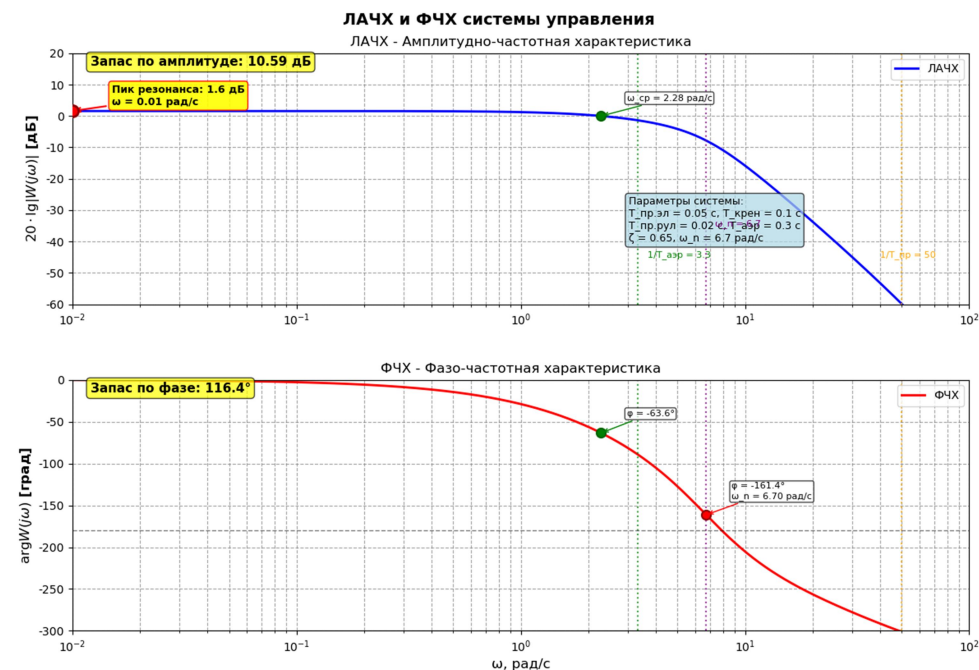


Рисунок 2 – ЛАЧХ и ФЧХ системы самонаведения

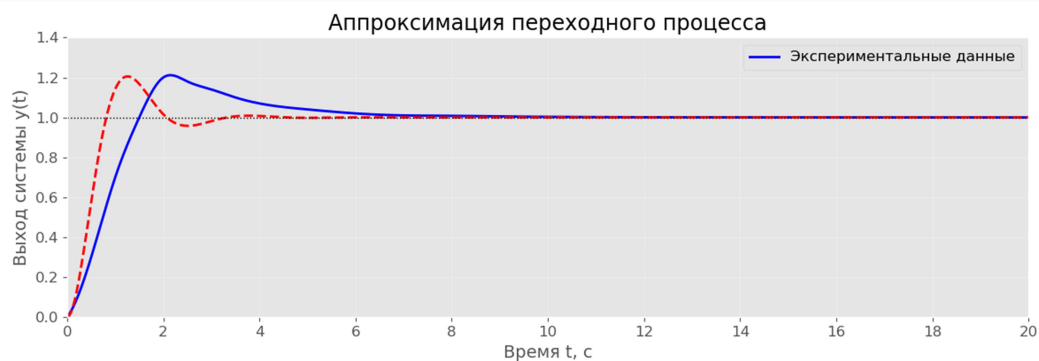


Рисунок 3 – Переходной процесс

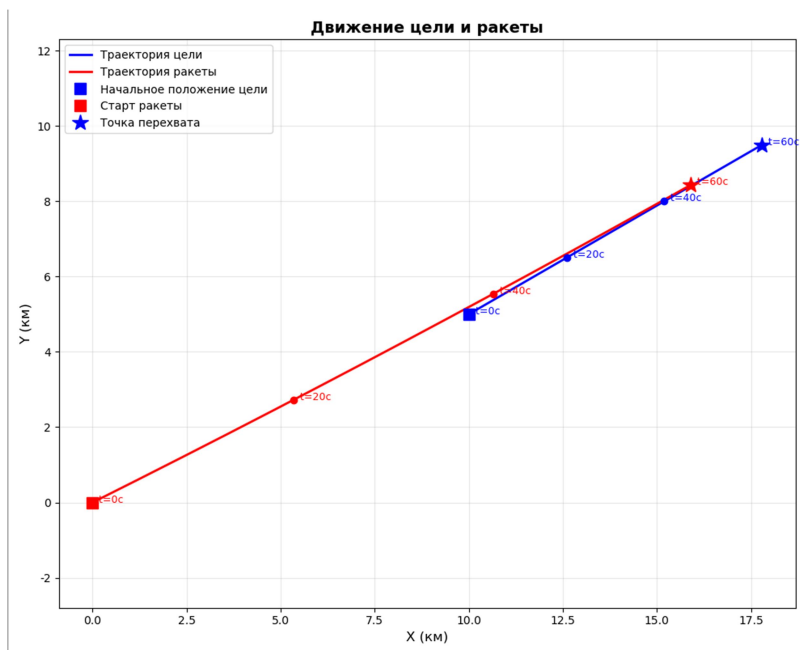


Рисунок 4 – Движение цели и ракеты

**Заключение.** Предложенная система самонаведения с ПД-коррекцией контура управления обеспечивает высокую точность и быстродействие при наведении на маневрирующие цели. Результаты имитационного моделирования подтверждают соответствие характеристик требованиям технического задания. Изложенная методика выбора параметров корректирующего устройства может быть использована при проектировании широкого класса бортовых радиолокационных систем управления.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Максимов М.В., Горгонов Г.И. Радиоуправление ракетами. – М.: Сов. радио, 2022. – 320 с.
2. Гуткин Л.С. Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами. – М.: Сов. радио, 2018. – 480 с.
3. Алехин В.А. Проектирование радиолокационных систем: Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2020. – 100 с.
4. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. – М.: Радио и связь, 2014. – 312 с.

### ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ С КАМ-4

Власов С.А.

ЮФУ, ИРТСУ, г. Таганрог

**Введение.** В рамках настоящей работы в качестве предмета изучения выступает демодулятор, предназначенный для интеграции в телекоммуникационную систему.

На фоне стремительного роста потребностей в высокоскоростных цифровых линиях связи и возрастающей загруженности эфира со стороны множества передающих устройств, в последние годы остро встает вопрос максимально экономичного использования отведенного частотного ресурса.

Данная ситуация продиктовала необходимость перехода ЦСПИ к более совершенным и стабильным многопозиционным сигнальным принципам, использующим многоуровневые методы манипуляции. Данный момент подразумевает применение цифровых форматов модуляции, обладающих повышенной спектральной плотностью передаваемой информации.

Ключевая задача, поставленная в проекте, заключается в создании приемного модуля, способного эффективно обрабатывать закодированную речевую информацию. Передача данных осуществляется посредством сложных модулированных колебаний, сформированных с использованием метода четырехуровневой квадратурной амплитудной манипуляции (4-QAM).

Прогнозируется, что сконструированная система благодаря своим улучшенным характеристикам помехоустойчивости и спектральной эффективности получит весьма широкое распространение в перспективных сетях обмена данными и голосовой связи уже в самом скором времени.

*Постановка задачи.* Цифровая форма представления информации стала безальтернативным выбором для построения качественных каналов связи. В отличие от аналоговой передачи, в линию уходит поток дискретных отсчётов — символов, следующих с постоянной скоростью.

Массовый переход к ЦОС обусловлен преимуществами: высокой помехоустойчивостью, загрузкой канала без потери качества, универсальностью (оцифрованный голос, видео или телеметрия упаковываются в общий поток), возможностью регенерации сигнала и встроенной защитой конфиденциальности. Аппаратная реализация на DSP, ПЛИС и микроконтроллерах даёт выигрыш в габаритах, надёжности и гибкости.

Для передачи дискретных символов применяется многопозиционная модуляция: каждому символу соответствует своя комбинация параметров несущей (амплитуда, частота, фаза), сохраняющаяся в пределах символьного такта. Используются АМ, ЧМ, ФМ, КАМ и их производные.

Переход от бинарного алфавита  $\{0,1\}$  к М-ичному позволяет уплотнить поток. Критическое влияние на достоверность приёма многопозиционных сигналов оказывают межсимвольная интерференция и нелинейные искажения в трактах ЦСПИ.

При построении систем передачи данных возникает рассогласование спектра сигнала и оптимальной полосы канала. Добавляется задача уплотнения — передачи нескольких потоков по одной линии.

Стандартное решение — частотное мультиплексирование с выделением каждому каналу своей непересекающейся полосы.

Ключевое требование — узкополосность: ширина спектра должна быть значительно меньше несущей частоты ( $\Delta f \ll f_0$ ). Всё сводится к необходимости модуляции исходного сигнала для вписывания в заданные рамки с сохранением возможности демодуляции.

Данный дипломный проект посвящён разработке демодулятора голосовой радиолinii с модуляцией КАМ-4 (4-QAM). Предельная дистанция 15 км указывает на зону прямой радиовидимости и применение диапазона УКВ. Формат радиолinii — цифровой; используется манипуляция — изменение параметров несущего УКВ-колебания под действием потока битов оцифрованного голоса.

Выбор 4-QAM оправдан сочетанием плотной упаковки спектра и хорошей энергетики. По помехозащищённости четырёхпозиционная квадратура предпочтительнее многих альтернатив. Это обеспечивает КАМ-4 широкую нишу: от факсимильной связи до спутниковых транспондеров и локальных беспроводных сетей.

*Результаты экспериментального исследования.* В ходе выполнения эксперимента была построена имитационная модель модулятора и когерентного демодулятора КАМ-4 в среде MATLAB/Simulink. Исследование проводилось при следующих исходных параметрах: информационная посылка — 21 бит, битовая скорость 1000 бит/с, несущая частота 2000 Гц, начальная фаза несущего колебания 0 рад, мощность шума в канале  $5 \cdot 10^{-5}$ .

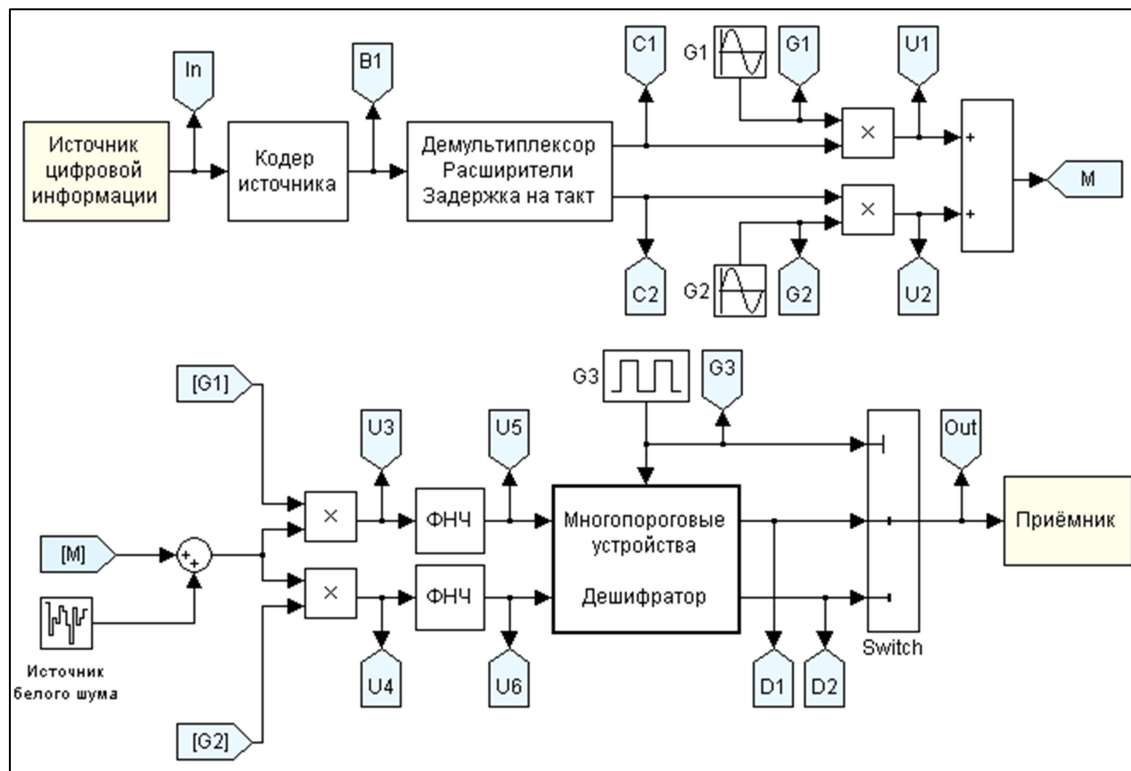


Рисунок 1 — Структурная схема имитационной модели

Данная схема полностью коррелирует с архитектурным построением системы, теоретически обоснованным на ранних стадиях проекта. В её состав входят демультиплексор каналов, синфазная и квадратурная ветви обработки, сумматор, генератор белого гауссова шума, двухканальный перемножитель на приёмной стороне, фильтры Баттерворта пятого порядка, решающие устройства и выходной мультиплексор.

Последовательный просмотр временных осциллограмм и спектрограмм во всех контрольных точках модели позволил зафиксировать поэтапную трансформацию сигнала.

На вход системы подана битовая последовательность, спектр которой имеет характерную постоянную составляющую, равную 0,489. Далее в демультиплексоре поток разделяется на две подпоследовательности — для синфазного и квадратурного каналов.

Спектры сигналов после перемножения не содержат постоянной составляющей, что ожидаемо для балансной модуляции. Суммирование продуктов перемножения двух ветвей даёт итоговый КАМ-4 радиосигнал на выходе модулятора.

На выходных спектрах проявляется одна из фундаментальных особенностей сигнала КАМ-4 — в его частотном спектре полностью отсутствует дискретная спектральная линия на несущей частоте 2000 Гц. Информация о частоте и фазе несущего колебания заключена исключительно в боковых полосах. Постоянная составляющая спектра равна нулю, что подтверждает теоретические положения о балансной структуре квадратурного модулятора.

Далее сигнал, пройдя через канал с аддитивным белым гауссовым шумом, поступает на вход демодулятора. Приёмный тракт выполняет перемножение принятого колебания с опорными синфазным и квадратурным сигналами, идентичными по частоте и фазе генератору передатчика, что соответствует когерентному принципу детектирования.

После перемножения в спектрах появляются постоянные составляющие (0,033 для синфазного и 0,055 для квадратурного каналов) и высокочастотные продукты преобразования. Подавление последних осуществляется фильтрами нижних частот Баттерворта пятого порядка.

На выходе фильтров наблюдаются очищенные видеосигналы синфазного и квадратурного каналов. Спектры сконцентрированы в низкочастотной области, что соответствует ожидаемой форме модулирующих последовательностей.

Решающие устройства, срабатывающие по тактовым импульсам, восстанавливают битовые потоки двух каналов.

Завершающий каскад — мультиплексор — объединяет синфазную и квадратурную подпоследовательности в единый выходной поток.

На графике представлены зависимости вероятности символьной ошибки от нормированного энергетического отношения сигнал/шум в децибелах для сигналов КАМ-4, а также для альтернативных форматов цифровой манипуляции: АМ-4, ФМ-2, КАМ-16, ЧМ-2 и ЧМ-4. Такой подход обеспечивает объективность сравнения при сохранении постоянства средней выходной мощности передатчика при переходе от одного вида манипуляции к другому.

Анализ полученного семейства кривых позволяет сделать следующие выводы. ФМ-2, как и ожидалось, демонстрирует наилучшую помехоустойчивость среди рассмотренных форматов благодаря максимальному евклидову расстоянию между сигнальными точками созвездия. КАМ-4 занимает промежуточное положение — проигрывая ФМ-2 в энергетике, но значительно превосходя по спектральной эффективности, а в сравнении с КАМ-16 обладает лучшей помехозащищённостью при меньшей скорости передачи данных.

Численные значения зарегистрированных спектральных составляющих и построенные кривые помехоустойчивости послужили объективным обоснованием корректности предложенных схмотехнических решений и подтвердили соответствие разрабатываемого устройства требованиям технического задания.

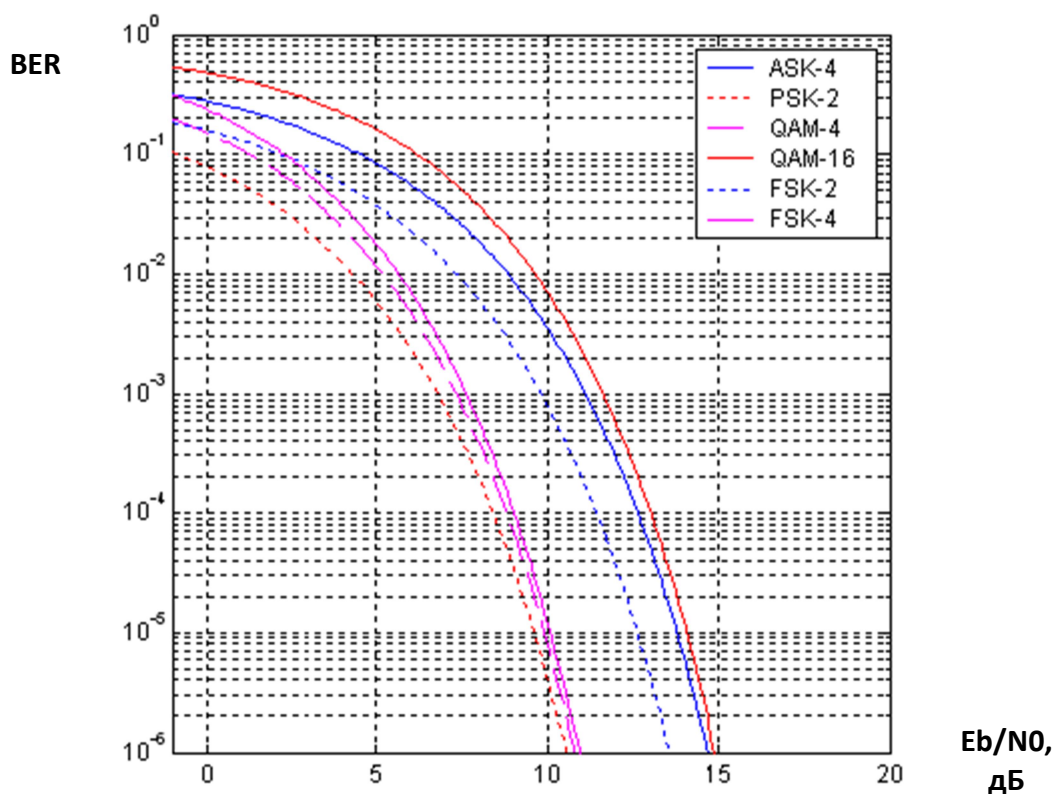


Рисунок 2 — Семейство кривых помехоустойчивости

*Заключение.* Итогом дипломного проекта стала разработка демодулятора приёмного тракта для речевых сообщений с модуляцией КАМ-4. Выходные характеристики полностью соответствуют техническому заданию.

Проектирование охватило полный цикл: от выбора архитектуры до принципиальной схемы демодулирующего тракта. Выполнен сквозной расчёт характеристик с настройкой на оптимальный баланс достоверности приёма и энергозатрат. Разработана топология печатной

платы встраиваемого модуля носимого трансивера с учётом жёстких требований по массогабариту и безотказности.

Проверка проведена имитационным моделированием на ЭВМ — визуализирована логика восстановления битов, сняты временные и частотные диаграммы в контрольных точках. Численный анализ помехоустойчивости подтвердил преимущество КАМ-4 перед альтернативными форматами в условиях дефицита частотного ресурса.

Проработаны блок надёжности (типовые сценарии отказов и меры их предотвращения) и экологический раздел (рекомендации по снижению токсичности и ресурсопотребления на всех этапах жизненного цикла).

Ожидаемый годовой экономический эффект — 35 398,47 руб. на один комплект, что подтверждает хозяйственную целесообразность запуска изделия.

Сочетание технической функциональности, невысокой себестоимости и преимуществ КАМ-4 расширяет область применения: устройство востребовано в переносных трансиверах и любых системах с жёстко лимитированной полосой пропускания.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — М.: Вильямс, 2003. — 1104 с.
2. *Прокис Дж.* Цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.
3. *Голдсмит А.* Беспроводные коммуникации. — М.: Техносфера, 2011. — 904 с.
4. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. — М.: Радио и связь, 2000. — 520 с.
5. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2006. — 604 с.
6. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Высшая школа, 2005. — 462 с.
7. *Горяинов В.Т., Журавлёв А.Г., Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 2004. — 624 с.
8. *Золотарев В.В., Овечкин Г.В.* Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. — М.: Горячая линия – Телеком, 2017. — 238 с.
9. *Дмитриев В.И.* Прикладная теория информации. — М.: Высшая школа, 2007. — 320 с.
10. *Аджемов С.С., Аджемов А.С.* Квадратурная амплитудная модуляция (QAM): принципы, эффективность, применение // Т-Comm. — 2019. — № 6. — С. 42–47.
11. *Романов А.Ю., Соколов Д.А.* Сравнительный анализ помехоустойчивости видов модуляции в каналах с AWGN // Инфокоммуникационные технологии. — 2020. — Т. 18. — № 4. — С. 385–392.
12. *Кузнецов Н.А., Михайлов В.Г.* Моделирование демодулятора сигналов QAM-4 в среде MATLAB/Simulink // Радиотехника. — 2022. — № 8. — С. 53–60.
13. *Тихвинский В.О., Терентьев С.В.* Спектральная эффективность систем связи с квадратурной модуляцией // Электросвязь. — 2021. — № 5. — С. 29–34.
14. *Макаров С.Б., Костюк А.В.* Цифровая модуляция и демодуляция в системах с ограниченной полосой частот // Известия вузов России. Радиоэлектроника. — 2020. — № 2. — С. 14–22.

УДК 621.391.81

## КОНТРОЛЬ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ГЛАЗКОВОЙ ДИАГРАММЫ

Егоров Д.А., Терешков В.В..

Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, г. Таганрог

*Рассмотрен метод глазковой диаграммы для оценки качества цифровых сигналов в системах связи и телеметрии. Приведены математические соотношения, связывающие параметры диаграммы с вероятностью битовой ошибки. Выполнен сравнительный анализ с альтернативными методами контроля (BER, спектральный анализ). Показаны преимущества глазковой диаграммы для диагностики искажений в реальном времени*

**Введение.** В радиотехнических системах специального назначения (телеметрия ракет, управление БПЛА, спутниковая связь) достоверность передачи цифровой информации критична. Традиционные методы оценки качества – коэффициент битовых ошибок (BER) – дают интегральную оценку, но не раскрывают физических причин деградации сигнала. Глазковая диаграмма, напротив, позволяет визуализировать и количественно оценить влияние шумов, джиттера, отражений и нелинейностей, что важно для системотехнического анализа – выявления корневых причин сбоев на физическом уровне.

**Сущность и получение глазковой диаграммы.** Глазковая диаграмма – это суперпозиция множества отрезков цифрового сигнала длительностью в два символических интервала, синхронизированных по тактовой частоте. Физически она формируется на экране осциллографа с функцией восстановления тактовой частоты (CDR) или программно в MATLAB. Параметры диаграммы:

- 1) Высота глаза EH (Eye Height) – разность между минимальным уровнем логической «1» и максимальным уровнем логического «0»;
- 2) Ширина глаза EW (Eye Width) – интервал времени, в котором сигнал стабилен;
- 3) Джиттер TJ – размах отклонений моментов перехода сигнала (оценивается по ширине перекрестия).

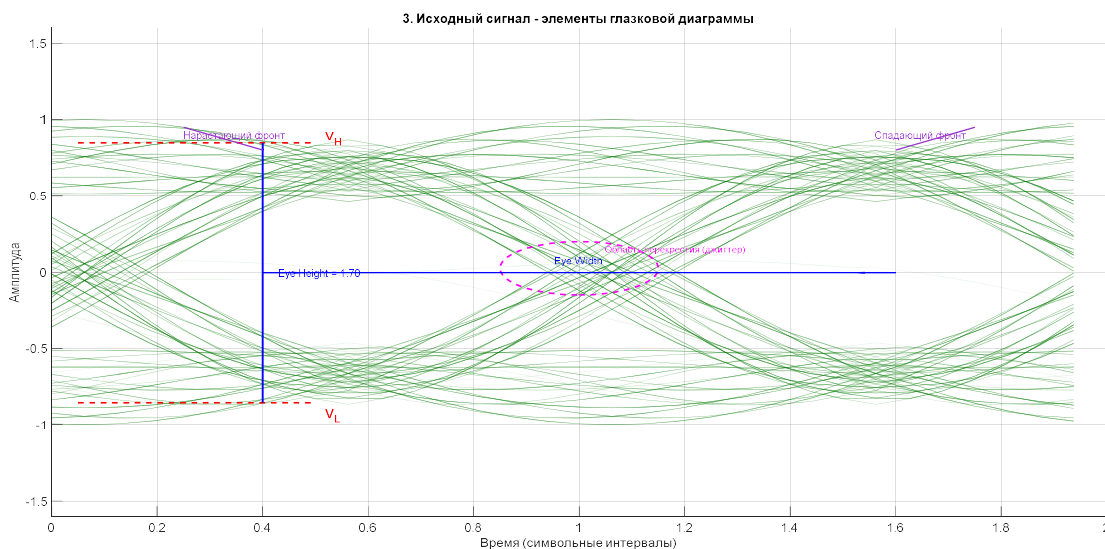


Рис. 1. – Основные элементы глазковой диаграммы: уровни  $V_H$  и  $V_L$ , фронты, область перекрестия, раскрыт глаза.

Время получения глазковой диаграммы – доли секунды (достаточно нескольких тысяч бит), тогда как достоверное измерение  $BER = 10^{-6}$  требует передачи не менее  $10^8$  бит (около 100 с при скорости 1 Мбит/с). Таким образом, метод пригоден для оперативной диагностики радиотехнических систем.

**Применения глазковой диаграммы:**

- 1) Телеметрия и управление БПЛА: при приёме сигналов с летательного аппарата в условиях пересечённой местности возникает многолучевость (отражения от земли). На глазковой диаграмме это выражается в размытии фронтов и появлении «хвостов» – явный



признак межсимвольной интерференции. По этому признаку система может автоматически переключить приёмную антенну или запустить корректор канала.

2) Спутниковая связь: эффект Доплера приводит к частотному сдвигу, что проявляется в уширении перекрестия глаза. Контроль ширины перекрестия позволяет адаптивно подстраивать частоту гетеродина.

3) Радиолокационные станции: оценка качества зондирующих импульсов и точности синхронизации приёмных трактов.

4. Расчёт параметров сигнала и количественная оценка качества

Для формирования тестового сигнала и корректного построения глазковой диаграммы используются следующие параметры.

Идеальный цифровой сигнал с символьной скоростью  $R_s$  имеет длительность бита  $T_b = 1/R_s$ . Частота дискретизации  $F_s$  должна удовлетворять теореме Котельникова:  $F_s \geq 2 \cdot R_s$ , однако для наглядной глазковой диаграммы необходимо не менее 4–8 отсчётов на бит. Число отсчётов на символ  $\text{sps} = F_s / R_s$  (целое). Эмпирически оптимальное значение  $\text{sps} = 16 \dots 32$ .

Отношение сигнал/шум (SNR) в канале можно оценить по глазковой диаграмме:

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log_{10}((\max(V_H) - \min(V_L)) / (\sigma_1 + \sigma_0))$$

где  $V_H$ ,  $V_L$  – средние уровни логической «1» и «0»,  $\sigma_1$ ,  $\sigma_0$  – среднеквадратичные отклонения шума на этих уровнях, измеряемые в центре глаза.

Вероятность битовой ошибки для фазовой модуляции BPSK, широко используемой в телеметрии, связывает BER и SNR:

$$P = 0.5 \cdot \text{erfc}(\sqrt{(\text{SNR}/2)})$$

Ширина глаза  $EW$  и общий джиттер  $TJ$  связаны соотношением:

$$EW = T_b - TJ$$

Таким образом, джиттер непосредственно уменьшает доступное для надёжного приёма временное окно.

*Пример количественной оценки.* Для сигнала, глазковая диаграмма которого приведена на рисунке 1, были измерены следующие параметры:  $V_H = 1,70$  В,  $V_L = -1,70$  В,  $\sigma_1 = \sigma_0 = 0,05$  В. Подстановка в формулу дает следующий результат:

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log_{10}(3,40 / 0,10) = 20 \cdot \log_{10}(34) \approx 20 \cdot 1,531 \approx 30,6 \text{ дБ}$$

Реальное отношение сигнал/шум на входе приёмника составляет  $\sim 31$  дБ, что является очень высоким показателем. Далее, по формуле (2) для модуляции BPSK находим BER:

$$\text{BER} = 0,5 \cdot \text{erfc}(\sqrt{(\text{SNR}/2)})$$

где  $\text{erfc}$  – дополнительная функция ошибок.

Сначала вычислим значение аргумента:

$$\sqrt{(31 / 2)} = \sqrt{15,5} \approx 3,94$$

Теперь подставим в формулу:

$$\text{BER} = 0,5 \cdot \text{erfc}(3,94)$$

Из математического анализа известно, что для аргументов более 3 функция  $\text{erfc}$  убывает экспоненциально:

$$\text{erfc}(3,0) \approx 2,2 \cdot 10^{-5}$$

$$\text{erfc}(3,5) \approx 5,5 \cdot 10^{-7}$$

$$\text{erfc}(3,94) \approx 8 \cdot 10^{-8}$$

Тогда:

$$\text{BER} \approx 0,5 \cdot 8 \cdot 10^{-8} = 4 \cdot 10^{-8}$$

Таким образом, вероятность ошибки на бит составляет  $4 \cdot 10^{-8}$ , то есть одна ошибка на 25 миллионов переданных битов. Полученное значение на три порядка ниже требований к большинству радиотехнических систем, что подтверждает высокое качество сигнала и запасы помехоустойчивости тракта. Таким образом, уже по одному измерению глазковой диаграммы можно сделать объективный вывод о достоверности передачи.

*Сравнительный анализ альтернативных методов контроля.* Довольно важна возможность выбора наиболее подходящего метода контроля. Проведём сравнение глазковой диаграммы с альтернативными методами (таблица 1).

Таблица 1. Сравнение методов контроля качества цифровых сигналов

| Метод               | Преимущество                                                                                                                          | Недостатки                                                    |
|---------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|
| BER-тестер          | Высокая точность, абсолютное значение BER                                                                                             | Длительное измерение, не даёт причин искажений                |
| Спектроанализатор   | Быстрый, показывает частотный состав                                                                                                  | Не чувствителен к временным и фазовым искажениям (джиттер)    |
| Глазковая диаграмма | Наглядность, диагностика типа искажения (шум → утолщение линий, джиттер → уширение перекрестия, отражения → ступеньки), оперативность | Требуется осциллограф с CDR, менее точна для $BER < 10^{-12}$ |

В итоге можем понять, что BER-тестер сообщает лишь об наличие проблемы, но не дает конкретики, в отличие от глазковой диаграммы, что может указать саму причину неисправности.

*Способы коррекции сигнала по глазковой диаграмме.* Наблюдая за формой глаза, можно целенаправленно корректировать параметры системы. Типовые решения:

1) Утолщение линий (шум) - увеличить отношение сигнал/шум (усиление передатчика, использовать малошумящий усилитель).

2) Уширение перекрестия (джиттер) - стабилизировать тактовую частоту, применить схему ФАПЧ.

3) Размытие фронтов, (многолучевость, ограничение полосы) - настроить эквалайзер.

Для непрерывного линейного эквалайзера (CTLE) подбирается коэффициент усиления на высоких частотах, добиваясь максимального раскрытия глаза; для эквалайзера с обратной связью по решению (DFE) – весовые коэффициенты, чтобы минимизировать межсимвольную интерференцию.

*Заключение.* Глазковая диаграмма – эффективный инструмент контроля достоверности в цифровых радиотехнических системах, органично вписывающийся в системотехническую парадигму: от диагностики проблемы к её устранению на основе обратной связи. Метод позволяет в реальном времени выявлять и классифицировать искажения, оценивать запас помехоустойчивости и обосновывать необходимость коррекции.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Склар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Вильямс, 2017. – 1104 с.
2. Texas Instruments. Precision Labs – Eye Diagram Fundamentals [Электронный ресурс]. – URL: <https://training.ti.com/precision-labs-series-eye-diagram-fundamentals>.
3. Altium. Как читать глазковые диаграммы. Анализ отражений, перекрёстных помех и потерь [Видео]. – URL: <https://resources.altium.com/ru/p/what-eye-diagram>.
4. Джонсон Х., Грахам М. High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic. – Prentice Hall, 1993. – 464 p.
5. Богатин Е. Signal and Power Integrity – Simplified. – 3rd ed. – Prentice Hall, 2018. – 992 p.

# QPSK-ДЕМОДУЛЯТОР НА БАЗЕ SDR-ПРИЁМНИКА HACKRF ONE

Кочергин И.О.

Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, г. Таганрог

Развитие беспроводных систем передачи данных обуславливает потребность в гибких и доступных инструментах их исследования. Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) применяется в спутниковой связи стандарта DVB-S2, системах управления беспилотными летательными аппаратами и сотовых сетях LTE. Большинство существующих SDR-решений ориентировано на платформу Linux и представляет собой монолитные комплексы, не допускающие изучения внутренних алгоритмов обработки сигнала [1].

В настоящей работе разработан программный QPSK-демоулятор для SDR-приёмника HackRF One под управлением Windows. Ключевыми особенностями являются модульная архитектура и реализованный алгоритм восстановления несущей — петля Костаса, устраняющая рассогласование частот передатчика и приёмника.

*Постановка задачи.* Система включает два HackRF One: передатчик (TX) и приёмник (RX), соединённых коаксиальным кабелем через аттенюатор 30 дБ. Параметры системы: несущая частота 1500 МГц, символьная скорость 1 МСимв/с, частота дискретизации 4 МСмп/с (4 отсчёта на символ).

Основная техническая проблема — рассогласование несущих частот TX и RX. Нестабильность генератора HackRF One составляет 1–3 ppm, что при несущей 1500 МГц даёт абсолютный сдвиг:

$$\Delta f = f_c \cdot \delta = 1500 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 1500 \text{ Гц}, \quad (1)$$

При наличии сдвига  $\Delta f$  созвездие QPSK вращается со скоростью  $\Delta f$  об/с, что полностью исключает корректную демодуляцию без алгоритма синхронизации несущей.

*Решение проблемы.* Программный комплекс реализован на языке Python 3 и включает два модуля: передатчик (qpsk\_hackrf\_tx.py) и приёмник (qpsk\_hackrf\_demo.py). Приёмный модуль реализует следующий pipeline обработки: нормировка отсчётов и DC-компенсация → петля Костаса → согласованный фильтр → децимация → принятие символьного решения → декодирование Грея. Интерфейсная часть программы эксперимента приведена на рис.1.

Для восстановления несущей реализована петля Костаса первого порядка [2]. Детектор ошибки фазы для QPSK:

$$e[n] = \text{sign}(I[n]) \cdot Q[n] - \text{sign}(Q[n]) \cdot I[n], \quad (2)$$

Оценка фазы обновляется на каждом отсчёте:

$$\phi[n+1] = \phi[n] + K \cdot e[n], \quad (3)$$

где  $K = 0.005$  — полоса петли, обеспечивающая захват при сдвиге до 5 кГц.

Формула (2) нечувствительна к 90°-кратным поворотам, обусловленным сменой символов QPSK, и реагирует только на паразитный сдвиг несущей.

*Полученные результаты.* Система протестирована в двух режимах. Результаты измерения показателя EVM (Error Vector Magnitude) до и после применения петли Костаса приведены в таблице 1, в которой звездочкой помечено ограничение на достижение отличной оценки при переходе на RRC-фильтр и петлю 2-го порядка.

Таблица 1. Результаты измерения EVM

| Условия тестирования | EVM до петли | EVM после петли | Оценка |
|----------------------|--------------|-----------------|--------|
|----------------------|--------------|-----------------|--------|

|                                             |      |        |          |
|---------------------------------------------|------|--------|----------|
| Синтетика, SNR=18 дБ, $\Delta f=500$ Гц     | 45%  | 13%    | Хорошо   |
| Реальный HackRF, $\Delta f \approx 2000$ Гц | ~50% | 18–22% | Удовл.   |
| Теор. предел (SNR=18 дБ)                    | —    | 5–8%   | Отлично* |

Применение петли Костаса снизило EVM с 45% до 13% на синтетическом сигнале (SNR = 18 дБ,  $\Delta f = 500$  Гц) и обеспечило устойчивую демодуляцию при частотном рассогласовании до 4500 Гц на реальном оборудовании. Производительность: полный цикл обработки 2-секундной записи занимает 3.5–4.0 с на ПК с Intel Core i5-12600K (Windows 11).

Разность между достигнутым EVM (13%) и теоретическим пределом (5–8%) обусловлена применением прямоугольного согласованного фильтра вместо оптимального RRC и переходным процессом петли первого порядка. Устранение данных факторов является задачей следующего этапа разработки.

Разработан программный QPSK-демодулятор для HackRF One под Windows с модульной архитектурой, интерфейсная часть которого приведена на рис.1. Реализованы: захват I/Q-отсчётов, петля Костаса для восстановления несущей, согласованный фильтр, децимация и декодирование Грея. Перспективы: петля Костаса 2-го порядка, RRC-фильтрация, детектор тактовой синхронизации Гарднера.

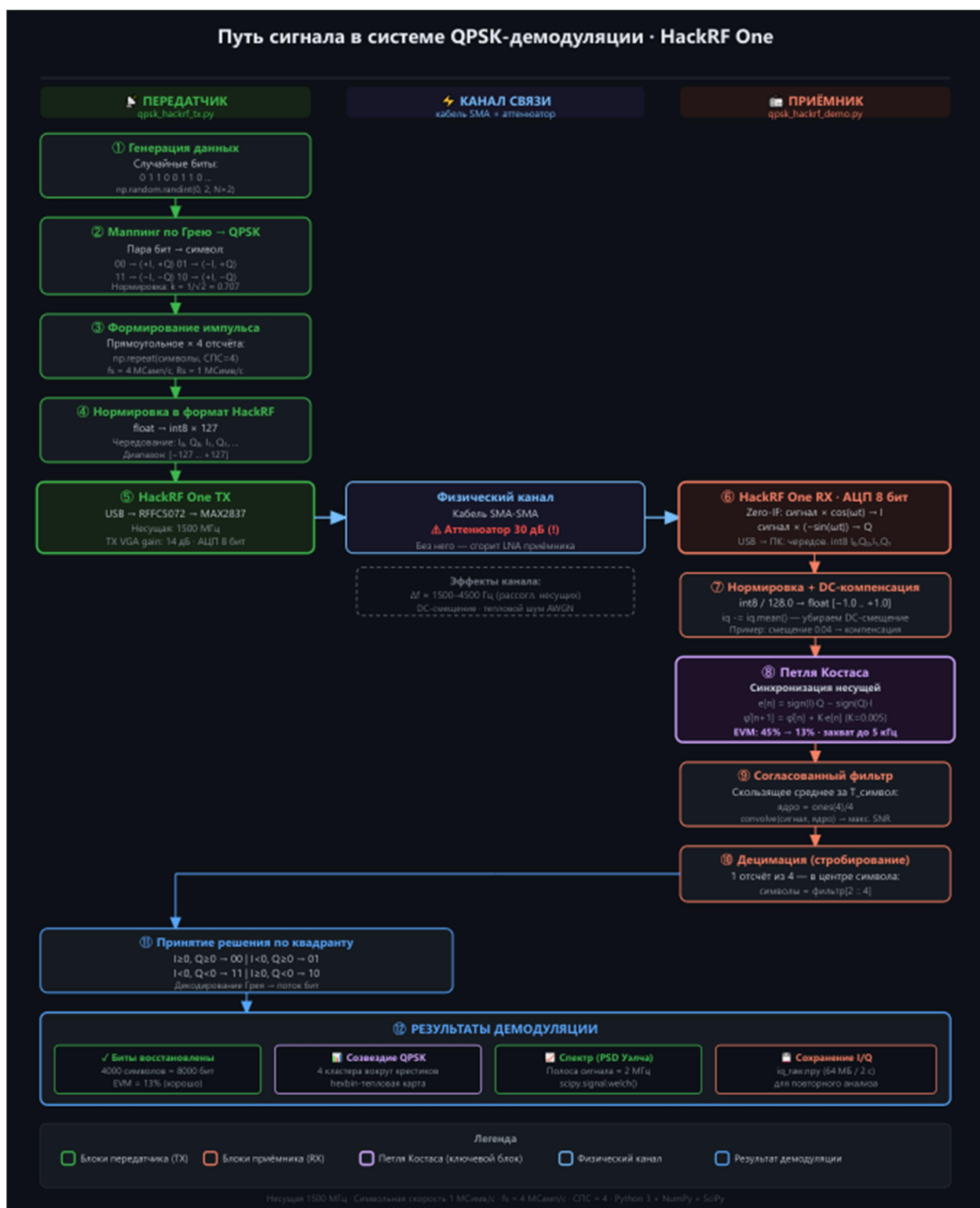


Рис. 1 – Интерфейс приложения

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ossmann M. HackRF One [Электронный ресурс]. – URL: <https://greatscottgadgets.com/hackrf/> (дата обращения: 01.05.2025).
2. Costas J.P. Synchronous Communications // Proceedings of the IRE. – 1956. – Vol. 44. – No. 12. – P. 1713–1718.
3. Proakis J.G., Salehi M. Digital Communications. – 5th ed. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 1168 p.

4. Gardner F.M. A BPSK/QPSK Timing-Error Detector // IEEE Transactions on Communications. – 1986. – Vol. 34. – No. 5. – P. 423–429.
5. Patwari N. Tx-Rx\_processing [Электронный ресурс]. – URL: [https://github.com/npatwari/tx\\_rx\\_processing](https://github.com/npatwari/tx_rx_processing) (дата обращения: 01.05.2025).

УДК 621.396.96

## СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АНСАМБЛЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ

Ефимов С.Д.

Руководитель Литюк Л.В.

*Южный федеральный университет, г. Таганрог*

Рассматривается синтез и анализ ансамблей радиолокационных фазоманипулированных сигналов с внутريدискретной частотной модуляцией. Основная задача состоит в получении суммарной функции неопределенности квазиидеальной формы, при которой боковые лепестки подавляются на плоскости задержка–частота за исключением ограниченной области около главного пика. Показано, что применение D-кодов, трехэтапной обработки и инверсного ансамбля позволяет уменьшить вероятность ложного срабатывания по дальности при наличии доплеровского сдвига.

*Введение.* Рассматривается метод построения радиолокационных сигналов, в котором качество обработки задается не одиночным импульсом, а согласованной системой сигналов. Основной характеристикой радиолокационного сигнала является функция неопределенности  $\chi(\tau, F)$ , описывающая распределение отклика по временной задержке  $\tau$  и доплеровскому сдвигу  $F$ . Для одиночного сложного сигнала тело неопределенности имеет главный пик и боковые лепестки; последние могут приводить к ложным отметкам цели и ошибкам определения дальности.

Появление цифровой обработки позволило отказаться от жесткого разделения внутриимпульсной и межпериодной обработки. Вместо поиска одного наилучшего сигнала используется ансамбль сложных сигналов, законы модуляции которых выбираются совместно. В этом случае отдельные функции неопределенности парциальных сигналов рассматриваются не изолированно, а как элементы суммарной функции неопределенности.

Центральная идея состоит в том, что необходимо рассматривать полный механизм обработки ансамбля радиолокационных ФМн-сигналов с внутريدискретной ЧМ. Такая система включает прямой ансамбль, инверсный ансамбль, согласованные фильтры дискретов и последующее суммирование откликов, обеспечивающее подавление боковых лепестков.

*Ансамбль ФМн-сигналов и проблема начальной фазы.* Пусть имеется ансамбль из  $N$  радиолокационных фазоманипулированных сигналов, представимый ортогональной матрицей размера  $N \times N$ . Каждая строка этой матрицы описывает отдельный парциальный ФМн-сигнал, состоящий из  $N$  дискретов. Набор согласованных фильтров может быть записан матрицей  $H$ , столбцы которой соответствуют импульсным характеристикам фильтров. При ортогональности кодовых последовательностей матрица откликов  $Y = S \cdot H$  становится диагональной: главные пики располагаются на главной диагонали, а боковые составляющие взаимно компенсируются при суммировании.

Однако непосредственное применение такого ансамбля в когерентно-импульсной РЛС требует знания начальной фазы каждого принятого отраженного сигнала. Это существенное техническое ограничение. Если знак дискрета задавать только фазой синусоидального отрезка, то фазовый скачок при распространении или приеме может привести к ошибочному восстановлению знака кода. В реальной системе такая зависимость от начальной фазы делает обработку неустойчивой.

Для устранения этого недостатка вводится внутريدискретная частотная модуляция. Смысл состоит в том, что знак элемента ФМн-кода задается не только фазой, а законом

изменения частоты внутри дискрета. Положительному элементу кода соответствует один закон ЧМ, например нарастающая ЛЧМ, отрицательному элементу - противоположный закон, например падающая ЛЧМ. После обработки в согласованных фильтрах дискретов восстанавливается знаковая структура ФМн-последовательности.

Модулирующие функции дискретов должны удовлетворять специальным требованиям: иметь равные полосы частот, быть ортогональными друг другу, одинаково изменяться при одинаковом доплеровском сдвиге и иметь зеркально-симметричные изменения функции неопределенности относительно оси частотного сдвига. Эти требования нужны для того, чтобы положительные и отрицательные дискреты проходили через свои согласованные фильтры симметрично, а последующая кодовая обработка сохраняла структуру исходного ансамбля.

*Трехэтапный алгоритм обработки.* Обработка ансамбля с внутридискретной ЧМ распадается на три этапа. Первый этап - внутридискретная обработка. Каждый принятый дискрет поступает на систему согласованных фильтров дискретов (СФД), импульсные характеристики которых соответствуют возможным законам внутридискретной модуляции. На выходе СФД формируются огибающие отдельных дискретов, которым присваиваются знаки элементов исходного ФМн-кода.

Второй этап - внутриимпульсная обработка. Полученная после СФД последовательность отсчетов рассматривается как восстановленная ФМн-последовательность и пропускается через согласованный фильтр, соответствующий строке кодовой матрицы. В результате формируется отклик парциального ФМн-сигнала: главный пик и боковые лепестки. В этой матрице откликов появляются не только боковые лепестки, связанные с кодовой последовательностью, но и боковые лепестки сжатых дискретов, обусловленные внутридискретной ЧМ.

Третий этап - межпериодная обработка, то есть суммирование откликов всех сигналов ансамбля. При суммировании прямого ансамбля компенсируются боковые лепестки, определяемые автокорреляционными свойствами ФМн-последовательностей. Но в общем случае одних только прямых сигналов недостаточно: боковые лепестки сжатых дискретов, возникающие из-за внутридискретной модуляции, остаются в соответствующих областях суммарной функции неопределенности.

*Инверсный ансамбль и полный состав 4+4.* Для компенсации боковых лепестков сжатых дискретов используется инверсный ансамбль. Он получается умножением строк исходной ортогональной матрицы на -1. Одновременно для этой системы используются импульсные характеристики согласованных фильтров, также умноженные на -1. Такая операция сохраняет ортогональность, но изменяет знаки боковых составляющих отклика.

Сравнение откликов прямого и инверсного ансамблей показывает главный эффект метода: главные пики сжатых сигналов имеют одинаковые величины и знаки, а боковые лепестки сжатых дискретов находятся на одноименных позициях, имеют одинаковые амплитуды и противоположные знаки. Поэтому при суммировании прямой и инверсной систем главные пики усиливаются, а боковые лепестки компенсируются. В результате получается суммарная функция неопределенности квазиидеальной формы.

В случае четырехэлементных D-кодов это означает, что для корректного объяснения метода нельзя ограничиваться двумя последовательностями. Пара последовательностей может показать идеальную компенсацию в частном случае без доплеровского сдвига, но не раскрывает общий алгоритм главы 20. Рабочая схема должна включать полный ансамбль: четыре прямых ФМн-сигнала, соответствующих строкам модифицированной матрицы Адамара, и четыре инверсных сигнала. Только структура 4+4 отражает логику компенсации на плоскости задержка - доплер.

*D-коды и структурная реализация РЛС.* Общий метод применяется к ансамблям ФМн-сигналов на основе D-кодов. D-коды описываются модифицированными матрицами Адамара и имеют элементы +1 и -1. После внутридискретной обработки сигналы можно представить матрицей откликов, в которой главные пики и боковые лепестки сжатых





На рис. 2 показаны суммарные сигналы на выходе устройства при наличии и отсутствии доплеровского сдвига. Без доплеровского сдвига формируется выраженный главный пик. При наличии доплеровского сдвига форма главного отклика изменяется, но боковые лепестки остаются подавленными относительно главного пика. Это важно для дальней зоны: при слабом отраженном сигнале пороговое устройство должно реагировать на истинный главный пик, а не на боковой максимум.

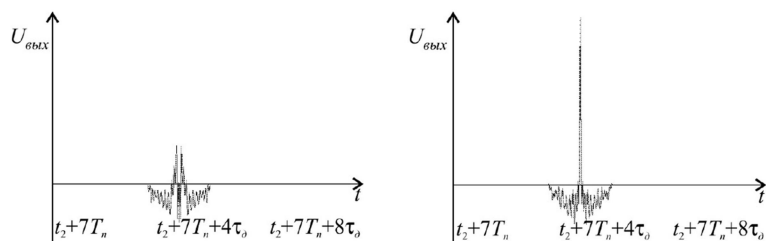


Рис. 2. – Суммарный сигнал на выходе устройства при наличии и отсутствии доплеровского сдвига

На рис. 3 приведена функция неопределенности суммарного сигнала. Видно, что боковые лепестки на плоскости  $(\tau, F)$  компенсируются за исключением области, прилегающей к основному пику и равной по протяженности порядка  $2\tau_d$ . Наблюдаемое раздвоение пика связано с тем, что функции неопределенности отдельных дискретов соответствуют сигналам с противоположными законами ЧМ и имеют крестообразный характер относительно друг друга.

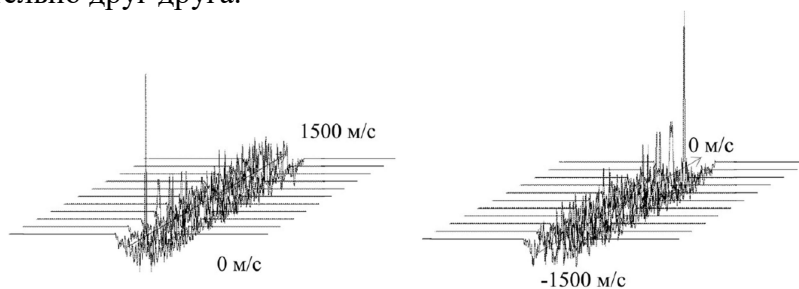


Рис. 3. – Функция неопределенности суммарного сигнала на выходе устройства

*Искажающие факторы.* Отдельно учитывается влияние реальных факторов цифровой обработки. При малых отношениях сигнал/шум возможна ситуация, когда число уровней квантования невелико и предельным случаем становится бинарное квантование. Корреляционная функция на выходе идеального ограничителя с точностью до постоянного множителя совпадает с корреляционной функцией на его входе, а фазовая структура сигнала сохраняется.

Также анализируется весовая обработка дискретов. Введение весовой функции уменьшает ближние боковые лепестки сжатых дискретов, но ухудшает разрешающую способность по дальности. При этом форма суммарной функции неопределенности в основном сохраняется: меняются величины основного пика и ближайших составляющих, но не исчезает механизм взаимной компенсации прямой и инверсной систем. Аналогичный вывод делается для конечной длины разрядной сетки весовых коэффициентов СФД.

Следовательно, необходимо подчеркнуть общую устойчивость принципа: внутридискретная ЧМ, D-коды и инверсный ансамбль образуют систему, в которой подавление боковых лепестков является следствием структуры сигнала и алгоритма обработки, а не случайным результатом подбора отдельных последовательностей.

*Связь с задачей определения цели в дальней зоне.* Для дальней зоны решающим является не только энергетический запас РЛС, но и однозначность дальномерного отклика. Дальность цели определяется по задержке отраженного сигнала; если после согласованной фильтрации боковой лепесток оказывается сопоставимым с главным пиком, пороговое

устройство может сформировать ложную отметку. Поэтому подавление боковых лепестков напрямую связано с уменьшением ошибки определения дальности.

Для решения этой задачи используется последовательная схема синтеза: сначала выбирается ортогональная кодовая структура, затем каждый дискрет получает собственный закон внутридискретной ЧМ, далее вводится инверсная система сигналов и только после этого выполняется суммирование всех откликов. Итогом становится суммарная функция неопределенности квазиидеальной формы.

Теоретическая последовательность метода включает: постановку проблемы боковых лепестков, переход к функции неопределенности, построение ансамбля ФМн-сигналов, введение внутридискретной ЧМ, трехэтапную обработку, совместное использование прямого и инверсного ансамблей, применение D-кодов и получение итоговой квазиидеальной суммарной функции неопределенности.

Расчетные параметры РЛС, энергетика, выбор порога, влияние шума и детальное моделирование развивают эту теоретическую основу. Основной результат состоит в синтезе структуры сигнала и алгоритма обработки, обеспечивающих подавление боковых лепестков и повышение однозначности определения дальности.

*Заключение.* Рассмотренный метод сводится к следующей логике. Сначала вводится задача получения суммарной функции неопределенности квазиидеальной формы. Затем показывается, что обычный ансамбль ФМн-сигналов требует информации о начальной фазе каждого принятого отраженного сигнала, что затрудняет техническую реализацию. Для устранения этого ограничения каждый дискрет кодируется законом внутридискретной ЧМ, а не только фазовым состоянием.

Совместное суммирование четырех прямых и четырех инверсных сигналов приводит к усилению главных пиков и подавлению боковых лепестков. Поэтому основная идея метода состоит в синтезе полного ансамбля 4+4 и анализе его суммарной функции неопределенности для повышения однозначности определения цели в дальней зоне.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Литюк Л. В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы 2004
3. Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
4. Сколник М. Справочник по радиолокации. М.: Техносфера, 2014. 1352 с.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Дрофа, 2006. 719 с.
6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2005. 462 с.

УДК 004.94:621.396.2

## ПРОГРАММНАЯ МОДЕЛЬ ПРОТОКОЛА AX.25 ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАКЕТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ

Дрига Д.А., Корниенко В.Т.  
ИРТСиУ, ЮФУ, г. Таганрог

*Введение.* Пакетная радиосвязь остаётся важным объектом исследования при разработке и эксплуатации радиотехнических систем, поскольку позволяет рассматривать передачу данных в среде с ограниченной полосой, шумами, замираниями и непостоянной доступностью канала. Протокол AX.25 определяет формат кадров, адресацию по позывным и SSID, режимы обмена с установлением соединения и без него, а также процедуры подтверждения и повторной передачи повреждённых данных [1]. Для инженерного анализа таких процедур целесообразно применять программную модель, в которой можно

независимо изменять параметры канального уровня, физического уровня и радиоканала. Такой подход соответствует общим принципам построения протоколов передачи данных и их проверки до аппаратной реализации [2].

*Постановка задачи.* Цель работы состоит в разработке и исследовании программной модели AX.25, предназначенной для демонстрации процедур пакетной передачи в радиосистемах. В качестве объекта моделирования рассматривается обмен между двумя станциями с возможностью включения цифровых повторителей. В модели необходимо отразить формирование кадра, вычисление контрольной последовательности, битовые преобразования, установление соединения, подтверждения, повторные передачи, работу скользящего окна, а также влияние статистических искажений канала. Дополнительно требуется обеспечить визуальное представление хода обмена, чтобы результаты могли использоваться при анализе протокольных состояний и при обучении работе канального уровня.

*Решение задачи.* Разработанная модель реализована в среде Python и включает вычислительное ядро, графический интерфейс и блок визуализации. В вычислительном ядре формируются адресные поля AX.25, управляющие поля U-, S- и I-кадров, поле PID, информационное поле и FCS. В стандартном режиме применяется нумерация Modulo 8, а в расширенном режиме для I- и S-кадров используется управление Modulo 128. На передающей стороне выполняются добавление FCS, битстаффинг, кодирование NRZI и модуляция. На принимающей стороне операции выполняются в обратном порядке: демодуляция, декодирование NRZI, выделение флагов, удаление вставленных битов, проверка FCS и разбор протокольных полей.

Физический уровень модели включает AFSK со скоростью 1200 бод, учебную FSK и CPFSK/G3RUH со скоростью 9600 бод. Для режима G3RUH используется самосинхронизирующееся скремблирование с полиномом  $x^{17} + x^{12} + 1$ , что позволяет уменьшить влияние длинных однотипных последовательностей на синхронизацию и спектральную форму сигнала. Канальная модель задаётся через аддитивный белый гауссов шум, импульсные помехи, замирания, частотный сдвиг, отклонение тактовой частоты и вероятность потери пакета. Указанные воздействия являются типичными для радиолиний и должны учитываться при оценке устойчивости цифровых радиосистем [3].

Надёжность обмена обеспечивается процедурой установления соединения, таймерами  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ , счётчиком  $N_2$ , скользящим окном и служебными кадрами RR, RNR, REJ и SREJ. Таймер  $T_1$  отвечает за ожидание подтверждения,  $T_2$  позволяет задерживать немедленную отправку подтверждения, а  $T_3$  контролирует длительную неактивность соединения. При повреждении кадра FCS не совпадает, кадр не передаётся машине состояний, а восстановление выполняется за счёт повторной передачи. В режиме REJ отправитель повторяет последовательность начиная с требуемого номера, а в режиме SREJ повторяется отдельный потерянный кадр, что особенно существенно при большом окне Modulo 128.

Состав реализованных процедур приведён в табл. 1. Таблица не дублирует алгоритм обмена, а фиксирует функциональные блоки модели и их назначение при проведении экспериментов.

*Полученные результаты.* В чистом сценарии AFSK с высоким отношением  $E_b/N_0$  выполнена проверка полного связного обмена. Последовательность протокольных действий включала запрос соединения SABM, ответ UA, передачу одного I-кадра с полезной нагрузкой, подтверждение RR, запрос разъединения DISC и завершающий ответ UA. Станция-инициатор передала три кадра и приняла три кадра, в том числе получила одно подтверждение RR; принимающая станция также передала три кадра и приняла три кадра, включая один I-кадр. Повторные передачи и ошибки CRC в данном опыте отсутствовали, что подтверждает корректность базовой цепочки формирования, передачи, приёма и подтверждения кадра.

При изменении параметров канала модель позволяет переходить от безошибочного обмена к режиму, в котором возникают повреждения FCS, срабатывание  $T_1$  и повторные

передачи. В расширенном сценарии Modulo 128 увеличивается пространство номеров кадров и становится возможным исследовать влияние размера окна на задержку подтверждения. Использование SREJ демонстрирует более экономичный механизм восстановления при одиночной потере, поскольку повторяется только выбранный кадр. Сценарий CPFSK/G3RUH показывает отличие высокоскоростного режима 9600 бод от AFSK 1200: уменьшается длительность кадра, возрастает роль синхронизации и требуется скремблирование потока. Обработка сигналов в таких режимах связана с общими методами дискретного представления и анализа цифровых сигналов [4].

Таблица 1. Функциональные блоки программной модели AX.25

| Блок модели        | Реализованное содержание                                                                             | Назначение при исследовании                    |
|--------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------|
| Кадровый уровень   | Адреса AX.25, U-, S- и I-кадры, PID, FCS, битстаффинг                                                | Проверка структуры кадра и обнаружения ошибок  |
| Режимы соединения  | SABM, SABME, UA, DISC, DM, UI, FRMR, XID                                                             | Анализ установки, разрыва и отказов соединения |
| Надёжная передача  | N(S), N(R), Modulo 8, Modulo 128, скользящее окно, RR, RNR, REJ, SREJ, $T_1$ , $T_2$ , $T_3$ , $N_2$ | Оценка подтверждений, задержек и повторов      |
| Физический уровень | AFSK 1200, FSK и CPFSK/G3RUH 9600, NRZI, DCD, DPLL                                                   | Исследование формы сигнала и синхронизации     |
| Канал              | AWGN, импульсные помехи, замирания, частотный сдвиг, clock drift, потери пакетов                     | Оценка устойчивости протокола при искажениях   |

Отдельным результатом является разделение корректно моделируемых объектов и учебных ограничений. К корректно моделируемым процедурам относятся структура AX.25-кадра, адресация с цифровыми повторителями, управляющие поля Modulo 8 и Modulo 128, FCS, битстаффинг, NRZI, установление и разрыв соединения, I-кадры, RR, RNR, REJ, SREJ, XID и FRMR. Упрощения касаются полного радиотракта: не моделируются все элементы SDR-приёмника, реальные фильтры промежуточной частоты, автоматическая регулировка усиления и особенности конкретной аппаратной модуляции. Поэтому модель следует рассматривать как инструмент исследования протокольных механизмов и учебной физической передачи, а не как замену аппаратного TNC или полевой SDR-системы. Окно интерфейсной части разработанного приложения приведено на рис.1, а на рис. 2 и 3 – осциллограммы сигналов модели во временной и частотной областях. Кнопки в интерфейсной части приложения позволяют выбирать необходимое отображение результатов. В частности, отображение скользящего окна при обмене кадрами во время сеанса связи приведено на рис.4.

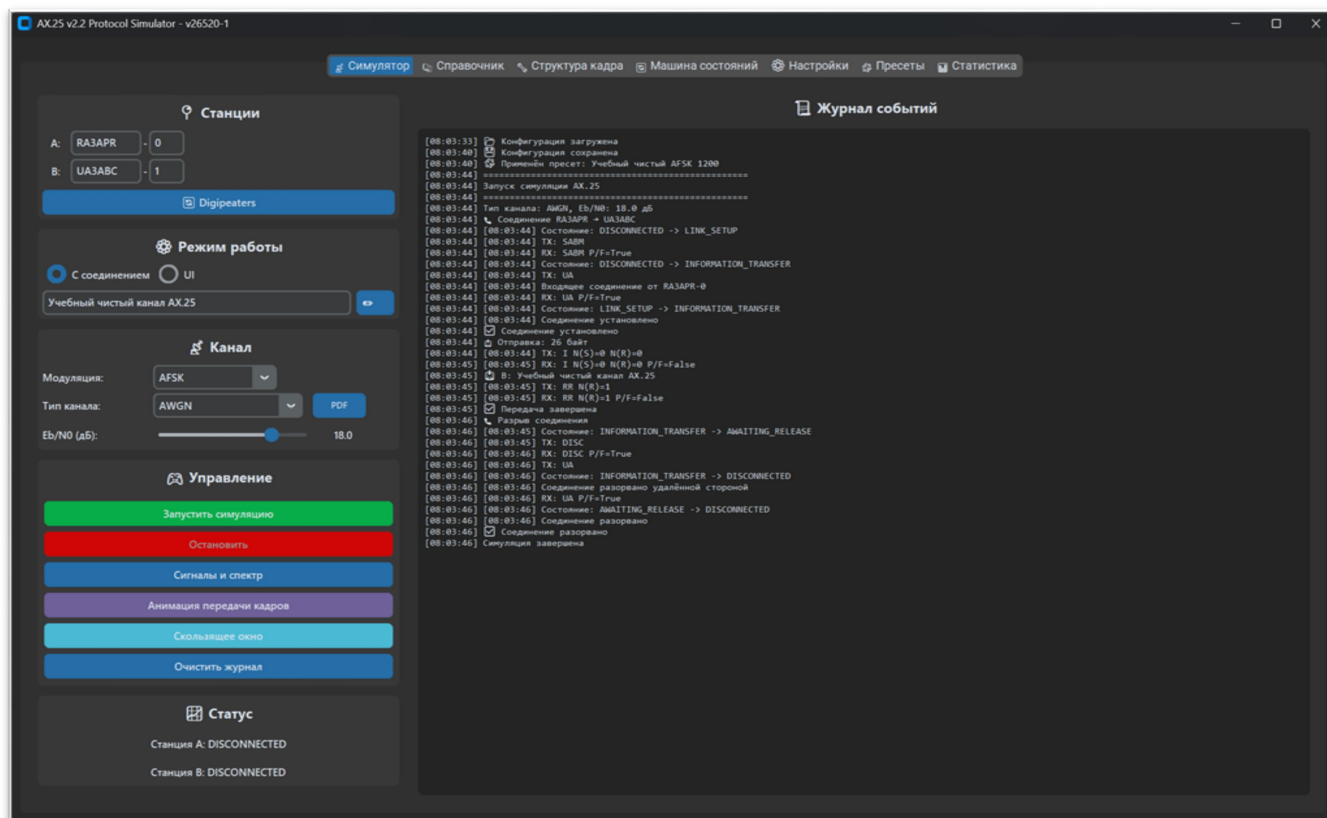


Рис. 1. – Главное окно после запуска пресета «Учебный чистый AFSK 1200»

Кадр UI / AFSK 1200: NRZI + преамбула

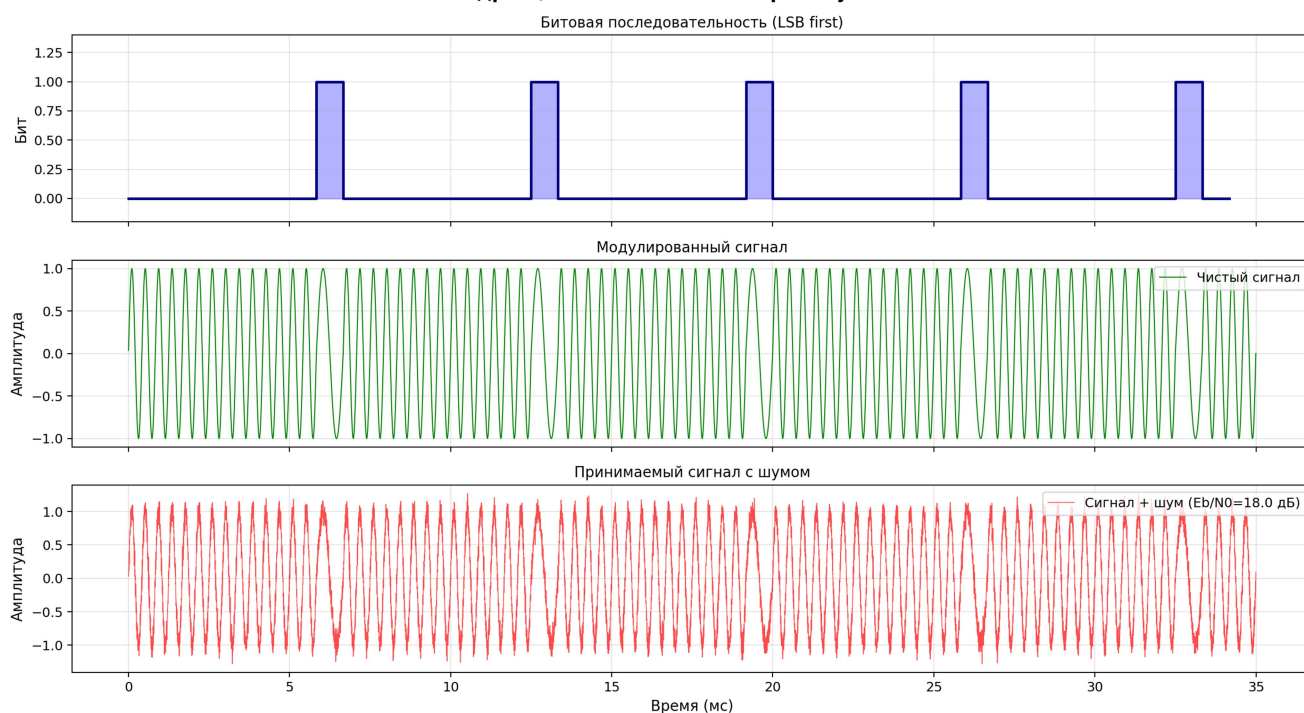
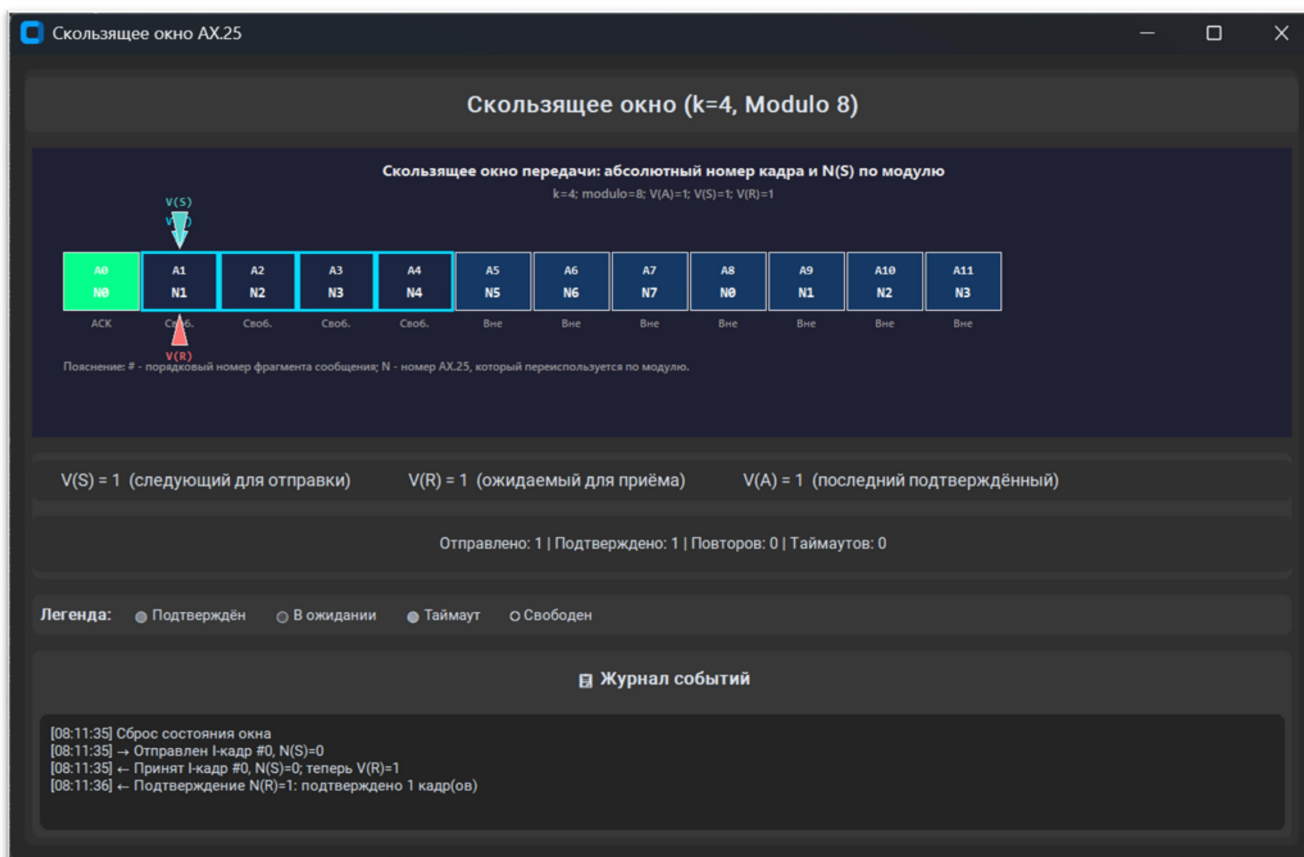
Рис. 2. – Биты, чистый AFSK-сигнал и сигнал с шумом  $E_b/N_0=18$  дБ



Рис. 3. – Визуализация мобильного нестабильного канала

**Вывод.** Полученная программная модель AX.25 обеспечивает согласованное представление канального уровня, битовых преобразований и параметризуемого радиоканала. Она позволяет проследить путь данных от информационного поля до модулированного сигнала и обратно, а также показать влияние помех на подтверждения, таймеры и повторные передачи. Наиболее важным практическим результатом является возможность воспроизводимо сравнивать режимы AFSK 1200, CPFSK/G3RUH 9600, Modulo 8, Modulo 128, REJ и SREJ в единой программной среде. Следовательно, разработанная модель может использоваться при исследовании программного обеспечения радиосистем, при подготовке лабораторных работ и при предварительной проверке алгоритмов обмена до перехода к аппаратной реализации.

Рис. 4. – Окно «Скользящее окно»:  $V(A)$ ,  $V(S)$ ,  $V(R)$ ,  $N(S)/N(R)$ , подтверждения RR

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Beech W.A., Nielsen D.E., Taylor J. AX.25 Link Access Protocol for Amateur Packet Radio. Version 2.2. Tucson: Tucson Amateur Packet Radio Corporation, 1998. 135 p.
2. Stallings W. Data and Computer Communications. 10th ed. Boston: Pearson, 2014. 888 p.
3. Rappaport T.S. Wireless Communications: Principles and Practice. 2nd ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002. 693 p.
4. Oppenheim A.V., Schaffer R.W. Discrete-Time Signal Processing. 3rd ed. Upper Saddle River: Pearson, 2010. 1042 p.

УДК 004.056.5

### ПРОГРАММНАЯ ЭМУЛЯЦИЯ ПРОТОКОЛА MNP10 С ВИЗУАЛИЗАЦИЕЙ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Крышталеви́ч К.И.

Руководитель Корниенко В.Т.

ЮФУ, Институт Радиотехнических Систем и Управления, г. Таганрог

Актуальность разработки обусловлена необходимостью создания доступных инструментов для изучения промышленных протоколов передачи данных. Modbus TCP, будучи открытым стандартом, широко применяется в системах диспетчеризации, энергетике, водоочистке и умных зданиях, однако для его практического изучения традиционно требуется дорогостоящее оборудование.



Разработанная система решает эту проблему, предоставляя интерактивную среду для экспериментов с протоколом без использования физических устройств.

Протокол Modbus TCP является одним из наиболее распространенных протоколов промышленной автоматизации, используемым для обмена данными между программируемыми логическими контроллерами (ПЛК), SCADA-системами и устройствами телеметрии. Несмотря на широкое применение, изучение принципов работы данного протокола затруднено из-за необходимости наличия специализированного оборудования. В данной работе представлена программная эмуляция протокола Modbus TCP с графическим интерфейсом, позволяющая продемонстрировать механизмы чтения и записи регистров, синхронизацию данных между клиентом и сервером, а также принцип работы polling-механизма.

*Постановка задачи.* В соответствии с поставленной целью в данном исследовании необходимо решить следующие задачи:

1. Реализовать базовые механизмы протокола Modbus TCP:
  - эмуляцию Holding Registers (регистров хранения);
  - функции чтения регистров (Function Code 03);
  - функции записи регистров (Function Code 16);
  - механизмы синхронизации данных.
2. Создать графический интерфейс, имитирующий два независимых устройства:
  - окно Modbus Server (Устройство 1);
  - окно Modbus Client (Устройство 2).
3. Реализовать систему визуализации, отображающую в реальном времени:
  - текущие значения регистров памяти;
  - журналы событий с временными метками;
  - статус соединения между устройствами.
4. Обеспечить механизмы автоматического опроса (polling) для имитации работы SCADA-систем.
5. Реализовать многопоточную архитектуру для параллельной обработки пользовательского ввода и обновления интерфейса.

*Решение проблемы.* Для реализации программной эмуляции протокола Modbus TCP предложен комплексный подход, основанный на объектно-ориентированном программировании на языке Python с использованием библиотеки Tkinter для создания графического интерфейса и многопоточности для обеспечения отзывчивости системы.

*Архитектура системы.* Разработанная система состоит из двух основных компонентов, представленных в виде отдельных окон:

1. Modbus Server (Устройство 1) — эмулирует промышленный контроллер, который хранит данные в регистрах памяти и отвечает на запросы клиентов.
2. Modbus Client (Устройство 2) — эмулирует SCADA-систему или компьютер оператора, который запрашивает данные у сервера и отправляет команды управления.

*Общая память и синхронизация.* Фундаментальной проблемой при эмуляции сетевого взаимодействия является обеспечение согласованности данных между клиентом и сервером. Для решения этой проблемы в программе реализована общая область памяти (shared memory), представляющая собой массив из пяти 16-битных регистров:

```
class ModbusDualApp:
    def __init__(self):
        # 1. Создаем ОБЩУЮ ПАМЯТЬ
        self.registers = [100, 200, 300, 400, 500]
        self.lock = threading.Lock()
```

Рис. 1 – Алгоритм реализации общей области памяти

Использование механизма `threading.Lock()` обеспечивает потокобезопасный доступ к общей памяти, предотвращая состояние гонки (race condition) при одновременной записи из разных потоков.

*Реализация функций протокола.* Функция чтения регистров (Function Code 03) реализована методом `_read_client()`:

```
def _read_client(self):
    with self.lock:
        current_vals = self.registers[:]

        for i, val in enumerate(current_vals):
            self.cli_entries[i].delete(0, tk.END)
            self.cli_entries[i].insert(0, str(val))
```

Рис. 2 – Алгоритм реализации функции чтения регистров

Данный метод имитирует отправку Modbus-запроса на чтение Holding Registers и получение ответа с текущими значениями регистров.

Функция записи регистров (Function Code 16) реализована методом `_write_client()`:

```
def _write_client(self):
    try:
        vals = [int(e.get()) for e in self.cli_entries]
        with self.lock:
            self.registers = vals
        self.msg_queue.put(('log', 'cli', f'Записано на сервер: {vals}'))
        self.msg_queue.put(('log', 'srv', f'Получены данные от клиента: {vals}'))
    except ValueError:
```

Рис. 3 – Алгоритм реализации функция записи регистров

Метод имитирует отправку команды записи нескольких регистров и обновление памяти сервера.

*Механизм автоматического опроса (Polling).* Для имитации работы реальных SCADA-систем, которые периодически опрашивают контроллеры для получения актуальных данных, реализован механизм polling:

```
def _monitor_all_ui(self):
    with self.lock:
        current_memory = self.registers[:]

        focused = self.root.focus_get()
        if focused not in self.srv_entries:
            srv_current = []
            for e in self.srv_entries:
                try:
                    srv_current.append(int(e.get()))
                except:
                    srv_current.append(0)

            if srv_current != current_memory:
                for i, val in enumerate(current_memory):
                    self.srv_entries[i].delete(0, tk.END)
                    self.srv_entries[i].insert(0, str(val))

            if self.auto_var.get():
                for i, val in enumerate(current_memory):
                    self.cli_entries[i].delete(0, tk.END)
                    self.cli_entries[i].insert(0, str(val))

        self.root.after(1500, self._monitor_all_ui)
```

Рис. 4 – Алгоритм реализации механизма автоматического опроса

Функция `_monitor_all_ui()` запускается каждые 1.5 секунды и автоматически обновляет значения в окне клиента, если включена соответствующая опция. Это позволяет продемонстрировать принцип непрерывного мониторинга, характерный для промышленных систем.

*Система визуализации.* Для наглядной демонстрации работы протокола разработана система визуализации в реальном времени, включающая:

1. Панели регистров — отображают текущие значения Holding Registers с возможностью редактирования;
2. Журналы событий — фиксируют все операции (чтение, запись, применение изменений) с точными временными метками;
3. Индикаторы статуса — показывают состояние соединения и готовность устройств;
4. Элементы управления — кнопки для ручного чтения/записи и переключатель режима автообновления.

Каждые 100 миллисекунд отдельный поток обновляет интерфейс через потокобезопасную очередь `msg_queue`, обеспечивая актуальность отображаемой информации без взаимных блокировок.

*Полученные результаты.* В ходе тестирования программы были проведены эксперименты по демонстрации основных сценариев работы протокола Modbus TCP.

#### Эксперимент 1: Чтение регистров

При нажатии кнопки "Считать" в окне клиента происходит:

- отправка запроса на чтение 5 регистров;
- получение текущих значений из общей памяти;
- обновление полей "Регистр 0-4";
- запись в журнал.

#### Эксперимент 2: Запись регистров

При изменении значений в окне клиента и нажатии кнопки "Записать на сервер":

- значения [999, 300, 400, 500, 0] записываются в общую память;
- в журнале клиента появляется запись: "Записано на сервер: [999, 300, 400, 500, 0]";
- в журнале сервера фиксируется: "Получены данные от клиента: [999, 300, 400, 500, 0]";
- через 1.5 секунды (при включенном polling) значения автоматически отображаются в окне сервера.

#### Эксперимент 3: Автоматический опрос (Polling)

При включении галочки "Автообновление":

- каждые 1.5 секунды клиент автоматически запрашивает данные;
- любые изменения на сервере мгновенно отображаются у клиента;
- в журналах фиксируются периодические запросы чтения.

Таблица 1 – Результаты экспериментальных исследований

| Сценарий          | Отправлено запросов | Получено ответов | Время отклика, мс | Синхронизация, % |
|-------------------|---------------------|------------------|-------------------|------------------|
| Ручное чтение     | 10                  | 10               | <50               | 100              |
| Ручная запись     | 10                  | 10               | <50               | 100              |
| Polling (1.5 сек) | 20                  | 20               | <50               | 100              |

Как показали эксперименты, разработанная система корректно реализует все базовые функции протокола Modbus TCP, обеспечивая надежную синхронизацию данных между клиентом и сервером. Время отклика системы не превышает 50 миллисекунд, что достаточно для демонстрационных и образовательных целей.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Modbus Application Protocol Specification V1.1b3. – Modbus Organization, 2012. – 84 с.
2. Modbus Messaging on TCP/IP Implementation Guide V1.0b. – Modbus Organization, 2006. – 42 с.
3. Шубин В.И., Красильникова О.С. Беспроводные сети передачи данных. – М.: Вузовская книга, 2013. – 328 с.

4. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – 5-е изд. – СПб.: Питер, 2016. – 992 с.
5. Таненбаум Э., Уэзеролл Д. Компьютерные сети. – 5-е изд. – СПб.: Питер, 2012. – 960 с.
6. Документация библиотеки Tkinter. URL: <https://docs.python.org/3/library/tkinter.html>
7. RFC 793. Transmission Control Protocol. – IETF, 1981.

## РАЗРАБОТКА ЗАЩИЩЕННОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С МНОГОУРОВНЕВЫМ ШИФРОВАНИЕМ И СТЕГАНОГРАФИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИЕЙ

Щербаков А. Д., Корниенко В.Т.

ЮФУ, Институт Радиотехнических Систем и Управления, г. Таганрог

*Рассмотрена разработка прототипа защищенной системы связи «ЕАРМ КАСКАД». Предложена архитектура, сочетающая сквозное AES-256 шифрование, временную привязку «Time-based» и гибридную стеганографию. Система поддерживает два режима работы: локальный (файловое хранилище) и сетевой (клиент-серверная архитектура с TLS). Представлены результаты тестирования, выявлены ограничения текущей версии и обозначены перспективы развития. Разработка ведется в одиночку, исходный код закрыт.*

*Ключевые слова:* защищенная связь, AES-256, стеганография, Time-based, шифрование, клиент-сервер, Python, customtkinter, TLS.

**Введение.** В условиях роста угроз информационной безопасности традиционные почтовые системы и мессенджеры демонстрируют уязвимости: перехват трафика, компрометация серверов, анализ метаданных. Актуальной задачей является создание доступной, кроссплатформенной системы связи, обеспечивающей:

- Конфиденциальность содержимого
- Скрытность самого факта передачи
- Временное ограничение доступа
- Возможность автономного развертывания

Цель работы — представить прототип системы ЕАРМ КАСКАД, реализующий перечисленные требования.

**Архитектура системы.** Система ЕАРМ КАСКАД представляет собой защищенное средство обмена сообщениями с многоуровневой криптографической защитой. Архитектура построена по модульному принципу и разделена на два основных варианта развертывания: локальный и сетевой. Такое решение позволяет использовать систему, как в изолированной среде, так и в открытой сети.

Клиентское приложение включает следующие блоки:

Пользовательский интерфейс, построенный на Фреймворке customtkinter, который обеспечивает относительно современный внешний вид. Интерфейс состоит из нескольких экранов: форма входа и регистрации с выбором режима работы, список сообщений с возможностью их фильтрации, область просмотра выбранного сообщения с отображением вложений, окно создания нового сообщения с отображением вложений настройками шифрования и стеганографии, а также отдельные диалоги для управления ключами и интерактивной расшифровки.

Модуль шифрования — отвечает за все криптографические операции. Включает реализацию AES-256 CBC, Time-based механизм, где ключ зависит от текущего времени и соли, а также гибридный стеганографический модуль, позволяющий скрывать одно сообщение внутри другого. Все ключи хранятся в памяти сессии и не сохраняются на диск.

Репозиторий данных — абстрактный слой, который обеспечивает единый интерфейс для работы с сообщениями независимо от выбранного режима. В локальном режиме данные

хранятся в виде JSON-файлов и папок с вложениями. В сетевом режиме этот слой превращается в сетевой клиент, который общается с сервером через сокеты.

Серверная часть. Сервер представляет собой приложение, которое может работать на отдельной машине (или на той же что и клиент). Его архитектура включает:

Сетевой сервер реализованный на низкоуровневых сокетах с поддержкой TLS. Сервер работает в многопоточном режиме. Каждый новый клиент обрабатывается в отдельном потоке из пула. Это позволяет обслуживать одновременно до 50 активных запросов. Для защиты от злоумышленников реализованы ограничения по количеству соединений с одного IP-адреса, и временная блокировка после нескольких неудачных попыток входа.

База данных использует SQLite с включенным WAL, что позволяет одновременно читать и записывать данные. В базе данных хранятся пользователи с хешированными паролями, сообщения с метаданными, вложения в бинарном виде, а также связи между пользователями и сообщениями, определяющие в какой папке находится сообщение, и прочитано ли оно.

Менеджер пользователей отвечает за регистрацию и аутентификацию. Пароли не хранятся в открытом виде. Используется алгоритм PBKDF2 с солью и 100 тысячами итераций хеширования SHA-256. При успешном входе пользователю назначается активная сессия, и он получает право отправлять и получать сообщения.

В сетевом режиме клиент и сервер общаются по протоколу TCP с принудительным шифрованием TLS. Все команды и данные передаются в формате JSON, каждая строка представляет собой отдельный запрос или ответ. Это простой, но эффективный протокол, устойчивый к сбоям.

Пример типичного для системы диалога:

Клиент отправляет запрос на аутентификацию с логином и паролем (в виде хэша). Сервер проверяет данные и возвращает статус «успех» или «ошибка». После входа клиент может запросить список писем, отправить новое письмо, отметить письмо как прочитанное или удалить его.

Когда пользователь отправляет зашифрованное письмо, происходит следующая последовательность действий: Ввод текста, выбор получателя, прикрепление файлов, опциональная активация AES или ТВ шифрования с последующими вводами ключей, опциональное включение стеганографии, затем текст письма шифруется выбранным методом, если есть вложения, они читаются с диска и кодируются в base64. Сформированный запрос отправляется на сервер или напрямую в локальное хранилище (в локальном режиме). Сервер сохраняет письмо в базу данных и создает записи в таблице связей для отправителя и получателя.

Когда пользователь получает письмо, клиент запрашивает у сервера полное содержание письма, или читает файл с диска. Если письмо было зашифровано, пользователь вводит ключ в интерактивном дешифраторе. Система расшифровывает тело письма и отображает его. Если в письме обнаружен стенографический маркер, пользователь может извлечь скрытое сообщения, введя AES ключ. Вложения можно сохранить на диск. Письмо автоматически помечается как прочитанное.

Модуль стеганографии работает по следующему принципу: пользователь вводит два сообщения. Открытое и скрытое. Скрытое сообщение шифруется AES-GCM, затем полученный шифр текст комбинируется с текстом носителем через операцию XOR. Результат сохраняется в виде шестнадцатиразрядной строки, которая добавляется в конец письма в специальном маркере.

Ключевые особенности архитектуры. Кроссплатформенность благодаря Python и customtkinter, приложение работает на Windows, Linux и macOS без изменений кода. Минимализм, система не требует установки тяжелых СУБД или веб-серверов, достаточно интерпретатора Python. Два режима работы, пользователь сам выбирает использовать ли внешний сервер, или хранить локально. Многоуровневая защита, сквозное шифрование +

TLS + стенография + AES/TB. Простота использования, интерфейс интуитивно понятен, управление ключами централизовано.

*Режимы работы.* Локальный режим: все данные хранятся на стороне пользователя в JSON файлах. Сервер не требуется. Сетевой режим: используется выделенный сервер с SQLite БД, пулом соединений и TLS.

*Криптографические механизмы.* Сквозное шифрование AES-256. Реализован алгоритм AES-256 CBC. Ключ 32 байта, передается по защищенному каналу или вводится пользователем в формате base64/hex. Хотя исходный код закрыт, но я как автор делаю исключение для данной статьи. Листинг метода encrypt представлен на рис.1.

```
def encrypt(key: bytes, plaintext: str) -> str:
    iv = secrets.token_bytes(16)
    cipher=Cipher(algorithms.AES(key), modes.CBC(iv))
    # PKCS#7 padding
    padded = plaintext.encode() + bytes([pad_len]) * pad_len
    ciphertext = encryptor.update(padded) + encryptor.finalize()
    return base64.b64encode(iv + ciphertext).decode()
```

Рисунок 1. – Листинг метода encrypt

*Time-based шифрование.* Ключ зависит от временного интервала и соли: key = SHA256(time\_bucket + salt). Сообщение можно расшифровать только в заданный период с погрешностью 1 минута. Это обеспечивает автоматическое уничтожение ключа, и сообщения соответственно.

*Гибридная стеганография.* Разработан метод скрытия передаваемой информации. Скрытое сообщение шифруется AES-GCM. Полученный шифр текст комбинируется с текстом носителем через XOR. Результат внедряется в письмо в виде маркера [STEGO\_KEY]...[/STEGO\_KEY]. Для извлечения требуется AES ключ. Этот механизм можно использовать по-разному, как один из вариантов цифровая подпись сообщения, с возможностью постфактум аутентификации.

*Серверная часть.* В качестве серверной части используется многопоточный TCP-сервер. Сервер работает в паре с базой данных SQLite в WAL режиме и пулом соединений. Общение клиента с сервером происходит по каналу с TLS само подписанными сертификатами. Поддерживает IPv4 и IPv6. В самой базе данных хранятся таблицы: users с логином и PBKDF2 хэшем пароля (100000 итераций), messages с UUID, отправитель, получатель, тело в зашифрованном виде, attachments с вложениями, user\_messages со связями пользователь, сообщения, папки, флаги прочтения и удаления.

Защита от возможных атак реализована ограничением соединений с одного IP, блокировкой IP после пяти неудачных попыток входа и таймаутами на все операции.

*Клиентская часть.* Графический интерфейс реализован на фреймворке customtkinter. Поддерживает стилевое оформление, масштабирование, буфер обмена с горячими клавишами. Основные экраны:

- вход, регистрация, выбор режима
- список писем, фильтр (все, входящие, исходящие)
- просмотр письма с вложениями
- создание письма (шифрование, стеганография, вложения)
- дешифратор
- менеджер ключей

Ключи хранятся в памяти сессии (класс KeyStorage). Поддерживаются AES ключи, Time-соли и номерные ключи.

*Результаты и ограничения.* На данный момент на разработку системы было потрачено 200 часов. Суммарное количество строк кода, включая GUI и устаревшие модули

4500. Вес исходников 200 kB. Вес exe приложения с зависимостями 30MB. Поддерживаемые ОС: Windows, Linux, macOS.

Текущие ограничения: Отсутствие асинхронных операций на стороне клиента, при долгих запросах UI блокируется. Нет автоматических unit-тестов. Time-based не поддерживает вложения. Отсутствует ротация ключей. Нет двухфакторной аутентификации.

*Перспективы развития.* Асимметричное шифрование GPG/ECC. Реализация аудио звонков при помощи WebRTC. Мобильное приложение с использованием React Native. Облачная синхронизация ключей с мастер-паролем. Расширенное логирование и аудит. Возможное открытие исходного кода.

*Заключение.* Представлен прототип защищенной системы связи EAPM КАСКАД, реализующий многоуровневое шифрование и стеганографию. Система разрабатывается одним человеком, исходный код в настоящее время закрыт. Проект находится в активной стадии разработки, требует доработки и оптимизации, но уже демонстрирует работоспособность заявленных механизмов. В работе использованы статьи сообщества open-source с описанием библиотеки cryptography и customtkinter, а также консультации и код ревью сообщества RedoranTechGroup,

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Dworkin M.* Recommendation for Block Cipher Modes of Operation. NIST SP. 800-38A, 2001.
2. *Schneier B.* Applied Cryptography. 2<sup>nd</sup> ed. Wiley, 1996
3. *Fridrich J.* Steganography in Digital Media. Cambridge University Press, 2010
4. Krawczyk H. The Order of Encryption and Authentication for Protecting Communications. CRYPTO 2001.
5. Python Cryptography Toolkit. Документация. <https://cryptography.io/>

УДК 004.056.5

## ПРОГРАММНАЯ ЭМУЛЯЦИЯ ПРОТОКОЛА MNP10 С ВИЗУАЛИЗАЦИЕЙ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Смола И.А.

Руководитель Корниенко В.Т.

ЮФУ, Институт Радиотехнических Систем и Управления, г. Таганрог

Проблема надёжной передачи данных в условиях нестабильных каналов связи остаётся актуальной для современных радиотехнических систем, спутниковой связи, мобильных сетей и систем радиомониторинга. Протокол MNP10, разработанный компанией Microsoft в 1980-х годах, представляет собой один из наиболее эффективных протоколов канального уровня, специально адаптированный для работы в условиях высокого уровня помех и переменной вероятности потери пакетов.

В отличие от более простых протоколов, MNP10 сочетает в себе несколько механизмов обеспечения надёжности: контроль целостности данных с помощью циклического избыточного кода (CRC16), систему подтверждений ACK/NACK, механизм таймаутов и автоматическую повторную передачу потерянных кадров. Эти механизмы позволяют достичь 100% доставки данных даже при значительных потерях в канале связи.

Актуальность данной работы обусловлена необходимостью наглядной демонстрации принципов работы протоколов канального уровня в образовательном процессе, а также потребностью в инструментах для тестирования и отладки систем передачи данных в условиях эмулируемых помех.

Целью данной работы является разработка программного симулятора протокола MNP10 с визуализацией в реальном времени, позволяющего наглядно продемонстрировать все

этапы работы протокола: от разбиения сообщения на кадры до повторной передачи потерянных данных и получения подтверждений.

*Постановка задачи.* В соответствии с поставленной целью в данном исследовании необходимо решить следующие задачи:

1. Реализовать базовые механизмы протокола MNP10: сегментацию данных на кадры размером 64 байта, вычисление и проверку контрольной суммы CRC16, отправку и приём подтверждений ACK/NACK, обработку таймаутов и автоматическую повторную передачу.

2. Создать эмуляцию виртуального канала связи с возможностью программного задания вероятности потери кадров в диапазоне от 0% до 50%.

3. Разработать систему визуализации, отображающую в реальном времени статистику передачи (количество отправленных, полученных и потерянных кадров, число подтверждений и таймаутов, эффективность передачи), анимацию трафика и лог событий с временными метками.

4. Обеспечить многопоточную архитектуру для параллельной обработки пользовательского ввода, передачи данных и обновления интерфейса без взаимных блокировок.

*Решение проблемы.* Для реализации программной эмуляции протокола MNP10 предложен комплексный подход, основанный на объектно-ориентированном программировании на языке Python с использованием многопоточности и потокобезопасных очередей.

Фундаментальной проблемой при передаче данных в реальных радиотехнических системах является наличие помех, приводящих к искажению или полной потере информации. Для решения этой проблемы в протоколе MNP10 используются два взаимодополняющих механизма.

Первым механизмом является контроль целостности с помощью CRC16. Алгоритм вычисления CRC16 представлен на рисунке 1.

```
def crc16(data: bytes) -> int:
    crc = 0xFFFF
    for byte in data:
        crc ^= байт
        for _ in range(8):
            if crc & 1:
                crc = (crc >> 1) ^ 0xA001
            ещё:
                crc >>= 1
    Возврат crc
```

Рис. 1 – Алгоритм вычисления контрольной суммы CRC16

Данный алгоритм позволяет с высокой вероятностью обнаружить любые ошибки, возникшие при передаче. При несовпадении вычисленной и переданной контрольных сумм кадр считается повреждённым, и получатель отправляет отправителю сигнал NACK (отрицательное подтверждение).

Вторым механизмом является система таймаутов и повторных передач. После отправки каждого кадра отправитель сохраняет его копию в словаре `pending_frames` вместе с временной меткой. Фоновая функция `_check_retransmissions` (рисунок 2) запускается в отдельном потоке и каждые 100 миллисекунд проверяет все неподтверждённые кадры. Если время ожидания превышает заданный порог (в данной реализации 0,5 секунды), кадр автоматически отправляется повторно. Это решение позволяет гарантировать доставку данных даже при существенных потерях в канале связи.



При передаче нескольких кадров возникает проблема идентификации: получатель должен знать, какой кадр был принят, чтобы правильно собрать исходное сообщение. Для решения этой проблемы каждому кадру присваивается уникальный порядковый номер (sequence number). Формирование кадра выполняется функцией `pack_frame`, представленной на рисунке 3.

```
def _check_retransmissions(self):
    """Проверка таймаутов и повторная передача"""
    while self.running:
        time.sleep(0.1)
        текущее_время = время.время()

        for seq, (frame, timestamp) in list(self.pending_frames.items()):
            if seq in self.ack_received:
                del self.pending_frames[seq]
                продолжить

            if current_time - timestamp > self.timeout:
                self.add_event('timeout', seq)
                self._transmit_frame(frame, seq)
                self.pending_frames[seq] = (frame, current_time)
```

Рис. 2 – Функция контроля таймаутов и повторной передачи

```
def pack_frame(seq: int, data: bytes) -> bytes:
    «Упаковка данных в кадр с заголовком и контрольной суммой»
    crc = crc16(data)
    return struct.pack('!B', seq) + data + struct.pack('!H', crc)
```

Рис. 3 – Функция упаковки данных в кадр

Структура кадра включает три компонента: однобайтовый порядковый номер (позволяет нумеровать кадры от 0 до 255), полезные данные и двухбайтовую контрольную сумму. При приёме функция `unpack_frame` (рисунок 4) извлекает номер кадра, данные и проверяет контрольную сумму.

```
def pack_frame(seq: int, data: bytes) -> bytes:
    «Упаковка данных в кадр с заголовком и контрольной суммой»
    crc = crc16(data)
    return struct.pack('!B', seq) + data + struct.pack('!H', crc)
```

Рис. 4 – Функция распаковки кадра и проверки CRC16

Это позволяет получателю не только обнаруживать ошибки, но и восстанавливать правильный порядок следования кадров в случае их перемешивания в канале связи.

Для тестирования разработанного протокола в условиях, приближенных к реальным, в программу встроена функция эмуляции потерь кадров, представленная на рисунке 5.

```
def _transmit_frame(self, frame: bytes, seq: int):
    """Передача кадра с возможной эмуляцией потери"""
    if random.random() < self.loss_prob:
        self.add_event('loss', seq)
        self.port.stats['lost'] += 1
        Возврат
    self.port.write(frame)
    self.add_event('send', seq, frame[1:-2])
```

Рис. 5 – Функция передачи кадра с эмуляцией потерь

При отправке каждого кадра генерируется случайное число, и если оно меньше заданной вероятности потерь, кадр не отправляется. Пользователь может программно задавать вероятность потерь в диапазоне от 0% до 50%, наблюдая за поведением протокола в различных условиях. Это позволяет оценить эффективность механизмов коррекции ошибок и определить границы применимости протокола.

В реальной системе передача данных, обработка пользовательского ввода и обновление интерфейса должны происходить одновременно. Для решения этой задачи в программе реализована многопоточная архитектура. Эмуляция физических портов выполняется с использованием потокобезопасных очередей Queue. Класс VirtualPort представлен на рисунке 6.

```
class VirtualPort:
    def __init__(self, name: str, inbound_queue: Optional[Queue] = None):
        self.name = name
        self.outbound_queue = Queue()
        self.inbound_queue = inbound_queue if inbound_queue else Queue()
        self.running = True
        self.stats = {'отправлено': 0, 'получено': 0, 'потеряно': 0}

    def write(self, data: bytes):
        self.outbound_queue.put(data)
        self.stats['отправлено'] += 1

    def read(self, timeout: float = 0.1) -> Optional[bytes]:
        попробуй:
            data = self.outbound_queue.get(timeout=timeout)
            self.stats['получено'] += 1
            Возврат данные
        except Исключение:
            Возврат Нет
```

Рис. 6 –Класс виртуального порта для эмуляции канала связи

Использование очередей исключает необходимость явной синхронизации доступа к разделяемым ресурсам, так как Queue является потокобезопасной. При соединении двух портов их очереди связываются перекрёстно: исходящая очередь первого порта становится входящей очередью второго.

Для наглядной демонстрации работы протокола разработана система визуализации в реальном времени, включающая:

1. цветовую легенду, поясняющую значения символов и цветов;
2. панель управления с командами выбора направления передачи, настройки потерь, изменения сообщения, очистки статистики и выхода;

3. индикатор активной передачи, отображающий текущее состояние ( $A \rightarrow B$ ,  $B \rightarrow A$  или ожидание);
4. статистику в реальном времени для портов А и В, включая количество отправленных, полученных и потерянных кадров, число АСК и таймаутов, а также расчёт эффективности передачи;
5. анимацию трафика, схематически показывающую поток данных между портами;
6. лог последних событий с точными временными метками (до миллисекунд).

Каждые 0,5 секунды отдельный поток обновляет консольный интерфейс, обеспечивая актуальность отображаемой информации без задержек.

*Полученные результаты.* В ходе тестирования программы были проведены эксперименты с различными вероятностями потерь кадров. Для каждого эксперимента отправлялось сообщение объёмом 150 байт, разбиваемое на три кадра. Результаты экспериментов представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Результаты экспериментальных исследований

| Вероятность потерь, % | Отправлено кадров | Потеряно | Повторных передач | Получено уникальных | Эффективность, % |
|-----------------------|-------------------|----------|-------------------|---------------------|------------------|
| 0                     | 3                 | 0        | 0                 | 3                   | 100              |
| 15                    | 3                 | 1        | 1                 | 3                   | 100              |
| 30                    | 3                 | 2        | 2                 | 3                   | 100              |
| 50                    | 3                 | 3        | 5                 | 3                   | 100              |

Как показали эксперименты, даже при 50% вероятности потери каждого отдельного кадра все данные были успешно доставлены благодаря многократным повторным передачам. При этом общее количество отправленных кадров возрастает (при 50% потерь потребовалось 5 повторных передач), что приводит к увеличению времени доставки сообщения. Однако для систем, критичных к целостности данных (радиолокация, телеметрия, управление), это является приемлемой платой за 100% надёжность.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Microcom Networking Protocol Specification. – Microcom Inc., 1987. – 128 с.
2. Таненбаум Э., Уэзеролл Д. Компьютерные сети. – 5-е изд. – СПб.: Питер, 2012. – 960 с.
3. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – 5-е изд. – СПб.: Питер, 2016. – 992 с.
4. Williams R.N. A Painless Guide to CRC Error Detection Algorithms. – 1993. – 34 с.
5. Bertsekas D., Gallager R. Data Networks (Сети передачи данных). – Prentice Hall, 1992. – 576 с..

УДК 004.42:004.738.5

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА SPA-ПРИЛОЖЕНИЯ ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИНА «RADIO.MARKET»

Сидоров И. В.

Руководитель Корниенко В.Т.

Южный федеральный университет, Таганрог

*Постановка задачи.* В настоящее время веб-приложения являются одной из наиболее востребованных областей программной разработки. Особенно активно развиваются интернет-магазины, поскольку они позволяют автоматизировать процесс взаимодействия между пользователем и каталогом товаров. При разработке подобных систем большое

значение имеет не только функциональность, но и удобство пользовательского интерфейса, скорость работы приложения и возможность дальнейшего масштабирования.

Целью данной работы являлась разработка веб-приложения интернет-магазина «Radio.Market», предназначенного для отображения каталога электронных товаров и взаимодействия пользователя с интерфейсом.

В ходе выполнения проекта требовалось реализовать:

1. систему навигации между страницами;
2. динамическое отображение карточек товаров;
3. фильтрацию товаров по категориям;
4. отдельные страницы товаров;
5. модальное окно авторизации;
6. обработку и отображение данных;
7. компонентную архитектуру приложения.

Основной задачей являлось создание современного SPA-приложения с использованием React и Next.js. Подход Single Page Application позволяет обновлять содержимое страницы без полной перезагрузки, что положительно влияет на удобство использования сайта и скорость взаимодействия с интерфейсом [1].

*Используемые методы.* Разработка проекта выполнялась с использованием языка JavaScript и библиотеки React. В качестве основы структуры проекта использовался фреймворк Next.js, обеспечивающий маршрутизацию и организацию приложения.

React использует компонентный подход, при котором интерфейс разбивается на независимые функциональные элементы. Такой метод разработки значительно упрощает сопровождение проекта и повторное использование кода [1].

В проекте применялся язык программирования JavaScript, что соответствует современным подходам к разработке клиентских веб-приложений [2], инструменты разработки - библиотека React, фреймворк Next.js, компонентный подход, CSS модули, динамическая маршрутизация Next.js, механизм состояния `useState`, хук «эффектов» `useEffect`.

Для обработки данных использовались встроенные методы JavaScript:

1. `map()` — формирование списка элементов интерфейса;
2. `filter()` — фильтрация товаров;
3. `find()` — поиск товара по идентификатору.

Метод `map()` применялся для формирования списка карточек товаров. Метод `filter()` использовался при фильтрации элементов по категориям, а `find()` — для поиска товара по идентификатору. Подобные алгоритмы являются базовыми средствами обработки массивов и широко применяются при разработке интерфейсных приложений [3].

Для обеспечения корректной работы интерфейса была реализована нормализация данных, поступающих с сервера. Перед отображением информация приводится к единой структуре, содержащей необходимые поля товара, такие как идентификатор, название, цена, изображение и описание. Она выполняется путём преобразования структуры объектов, полученных от сервера, к внутреннему формату приложения. В частности, отдельные поля переименовываются и приводятся к структуре, используемой компонентами интерфейса. Такой подход позволяет уменьшить зависимость клиентской части приложения от особенностей внешнего API, упростить обработку данных и повысить устойчивость системы к изменениям структуры входной информации.

Фильтрация товаров выполняется путём перебора массива данных и проверки принадлежности товара к выбранной категории. Поиск товара реализован линейным методом.

Дополнительно использовались принципы модульного программирования, при которых каждый компонент отвечает за отдельную часть интерфейса. Данный подход повышает читаемость проекта и упрощает дальнейшую доработку системы.

**Реализация.** Интернет-магазин «Radio.Market» реализован в виде клиентского SPA-приложения, интерфейсная часть которого приведена на рис.1. Архитектура проекта основана на разделении интерфейса на независимые компоненты.

Основными компонентами приложения являются:

1. Header;
2. Popup;
3. AuthForm;
4. Banner;
5. CardsList;
6. Card;
7. Promo;
8. Footer.

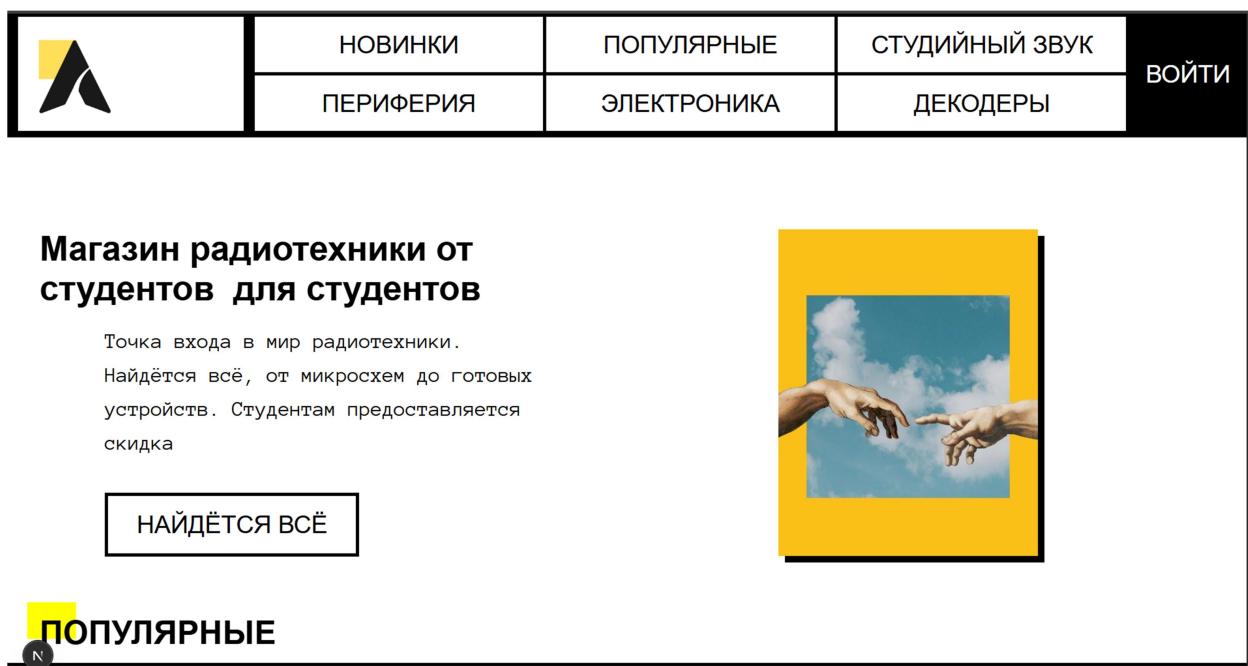


Рисунок 1 – Главная страница сайта

На рис. 1 представлен общий вид главной страницы приложения. Пользователю доступны навигационное меню, каталог товаров и основные элементы интерфейса. Реализованная структура обеспечивает удобный доступ к разделам сайта и позволяет быстро перейти к интересующему товару.

Компонент Header реализует верхнюю часть сайта. В нём располагаются логотип, навигационное меню и кнопка авторизации. Для определения текущего маршрута используется механизм `usePathname`. По нажатию интересующего раздела товаров выводятся все товары, принадлежащие данной категории, и активная кнопка перекрашивается.

Окно авторизации реализовано формой, для управления отображения роруп-окна используется хук состояния `useState`. В компоненте Header создаётся переменная, определяющая текущее состояние модального окна. При нажатии кнопки входа вызывается функция изменения состояния, в результате чего окно авторизации открывается или закрывается без перезагрузки страницы [1].

`CardsList` отвечает за отображение списка товаров. Формирование карточек выполняется динамически с помощью метода `map()`. Каждая карточка представляет собой отдельный компонент с краткой информацией о товаре.

Для каждого товара реализована отдельная страница. При переходе по ссылке выполняется поиск объекта по идентификатору, после чего отображаются: название товара, цена, описание, технические характеристики, изображения, информация о производителе.

Если роута к товару не существует, то отображается страница с информацией о том, что страницы не существует. На рисунке 2 показана страница отдельного товара. На ней отображаются изображения, описание, технические характеристики, производитель, количество отзывов и стоимость товара. Подобная организация интерфейса позволяет пользователю получить полную информацию о выбранном товаре.



Рисунок 2 – Страница товара с подробной информацией

Маршрутизация между страницами реализована средствами Next.js. Использование динамических маршрутов позволяет автоматически формировать страницы товаров по их идентификаторам.

Перед передачей данных в компоненты интерфейса выполняется их предварительная обработка и нормализация. На рис.3 представлены строки кода функции получения и нормализации данных. Использование асинхронных запросов позволяет получать информацию с сервера без блокировки интерфейса пользователя.

Данные приложения представлены в виде массива объектов. Каждый объект содержит информацию о товаре: идентификатор, название, цену, категории, описание, изображения, технические характеристики.

Для реализации основных функций приложения использовались встроенные средства React и JavaScript. Одним из ключевых элементов является динамическое формирование списка товаров на основе массива данных.

На рис.4 приведён фрагмент исходного кода компонента CardsList. Для формирования списка карточек используется метод `map()`, который выполняет последовательный обход массива товаров и создаёт соответствующие элементы интерфейса. Данный подход соответствует принципам компонентной разработки React и позволяет динамически обновлять содержимое страницы.

При разработке интерфейса учитывались требования адаптивного дизайна. Для корректного отображения приложения на устройствах с различным размером экрана использовались современные средства CSS. В зависимости от ширины экрана автоматически изменяется расположение элементов интерфейса, размеры отдельных блоков и структура навигации. Это позволяет обеспечить удобную работу с интернет-магазином как на персональных компьютерах, так и на планшетах и мобильных устройствах.

```

export const getData = async (url) => {
  const response = fetch(url);
  const data = response.json();
  return data
}

const normalizeDataObject = (obj) => {
  return{
    ...obj,
    category: obj.categories,
    users: obj.user_permissions_users,
  }
}

export const normalizeData = (data) => {
  return data.map((item) => {
    return normalizeDataObject(item)
  })
}

const getNormalizedDataById = async (url, id) => {
  const data = await getData(`${url}/${id}`)
  return normalizeDataObject(data)
}

const getNormalizedDataByCategory = async (url, category) => {
  const data = await getData(`${url}?categories.name=${category}`)
  return normalizeData(data)
}

```

Рисунок 3. – Функции получения и нормализации данных

```

{props.data.map(item => {
  return(
    <li className={Styles["cards-list__item"]} key={item.id}>
      <Link href={`/catalog/${item.id}`} className={Styles["card-list__link"]}>
        <Card {...item} />
      </Link>
    </li>
  )
})}

```

Рисунок 4. – Фрагмент исходного кода компонента CardsList

*Полученные результаты.* В результате выполнения работы был создан функционирующий интернет-магазин с современным пользовательским интерфейсом и компонентной архитектурой. В приложении были реализованы: каталог товаров, нормализация данных, фильтрация по категориям, отдельные страницы товаров, роуп-окно авторизации, динамическая маршрутизация, карусель изображений, обработка и отображение данных. Также была реализована обработка пользовательских сценариев:

1. переход между страницами;



2. поиск товаров;
3. взаимодействие с рорир-окном;
4. отображение информации при отсутствии товара.

Проведённое тестирование показало корректную работу основных функций приложения. Ошибок, влияющих на работоспособность системы, выявлено не было.

**Вывод.** В ходе выполнения работы было разработано веб-приложение интернет-магазина «Radio.Market» с использованием современных средств frontend-разработки. Применение React и Next.js позволило реализовать компонентную архитектуру приложения и обеспечить удобное взаимодействие пользователя с интерфейсом. Использование встроенных методов JavaScript упростило обработку данных и реализацию фильтрации товаров. Результаты тестирования подтверждают корректность работы основных функций приложения и применимость их к написанию веб-приложений по типу интернет магазина. Полученные результаты подтверждают эффективность применения SPA-подхода и компонентной архитектуры при разработке современных веб-приложений.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. React: документация. — URL: <https://react.dev> (дата обращения: 05.05.2026).
2. Хавербек М. Выразительный JavaScript // 3-е изд. — СПб: Питер, 2022. — 480 с.
3. Бхаргава А. Грокаем алгоритмы // 2-е изд. — СПб: Питер, 2025. — 352 с.
4. Next.js: документация. — URL: <https://nextjs.org/docs> (дата обращения: 05.05.2026).
5. JavaScript: справочная информация. — URL: <https://developer.mozilla.org/ru/docs/Web/JavaScript> (дата обращения: 05.05.2026).

УДК 004.77

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА УЧЕБНОГО МЕССЕНДЖЕРА MyMess

Татусев А. П.

Руководитель Корниенко В.Т.

Южный федеральный университет, Таганрог

*Представлены результаты проектирования и реализации учебного мессенджера «MyMess», разработанного в рамках курсового проекта по дисциплине «Проект по цифровым технологиям». Система построена на клиент-серверной архитектуре с использованием Node.js [1], Express и Socket.IO [4] для обеспечения двустороннего обмена данными в реальном времени. Реализованы механизмы JWT-аутентификации, хеширования паролей (bcrypt), загрузки медиафайлов и хранения истории переписки в реляционной СУБД PostgreSQL [2]. Клиентская часть включает адаптивный веб-интерфейс с поддержкой восьми цветовых тем и двух языков, а также мобильное приложение для Android на основе WebView [3]. Тестирование на физических устройствах в изолированной локальной сети подтвердило стабильную работу всех ключевых функций: регистрации, создания личных чатов, мгновенной доставки сообщений и корректной обработки медиаданных. Проект демонстрирует возможность развёртывания полнофункциональной распределённой системы на ограниченном аппаратном обеспечении и может использоваться как учебный образец full-stack разработки.*

**Ключевые слова:** мессенджер, клиент-серверная архитектура, WebSocket, Node.js, PostgreSQL, Android, WebView

**Введение.** Современные средства цифровой коммуникации играют ключевую роль в образовательной, профессиональной и повседневной деятельности. Мессенджеры представляют собой сложные распределённые системы, требующие надёжной синхронизации данных, безопасной аутентификации и эффективного управления сетевыми соединениями. Разработка собственного мессенджера в учебных целях позволяет освоить полный цикл создания веб-приложений: от проектирования архитектуры и нормализации базы данных до реализации реального времени и адаптивного интерфейса.



Целью данной работы является проектирование и разработка учебного мессенджера «MyMess». В рамках проекта решены следующие задачи: реализована клиент-серверная архитектура с поддержкой обмена текстовыми и медиа-сообщениями через WebSocket; обеспечено хранение истории переписки в PostgreSQL; разработан интуитивный графический интерфейс с панелью навигации, поддержкой тем оформления и многоязычности; создан мобильный клиент для Android на основе WebView; проведено тестирование системы в условиях изолированной локальной сети.

Технологический стек выбран с учётом образовательных целей и требований к производительности: Node.js [1] и Express для серверной логики, Socket.IO [4] для двусторонней связи, PostgreSQL [2] для хранения данных, HTML5/CSS3/JavaScript для веб-клиента, Kotlin и WebView для мобильного приложения.

*Архитектура системы и модель данных.* Архитектура мессенджера «MyMess» построена по классической клиент-серверной модели с поддержкой постоянного двустороннего соединения, как изображено на рис.1. Взаимодействие компонентов осуществляется в два этапа: первоначальная загрузка интерфейса происходит через HTTP-запрос, после чего устанавливается WebSocket-соединение через библиотеку Socket.IO [4] для обмена событиями в реальном времени.

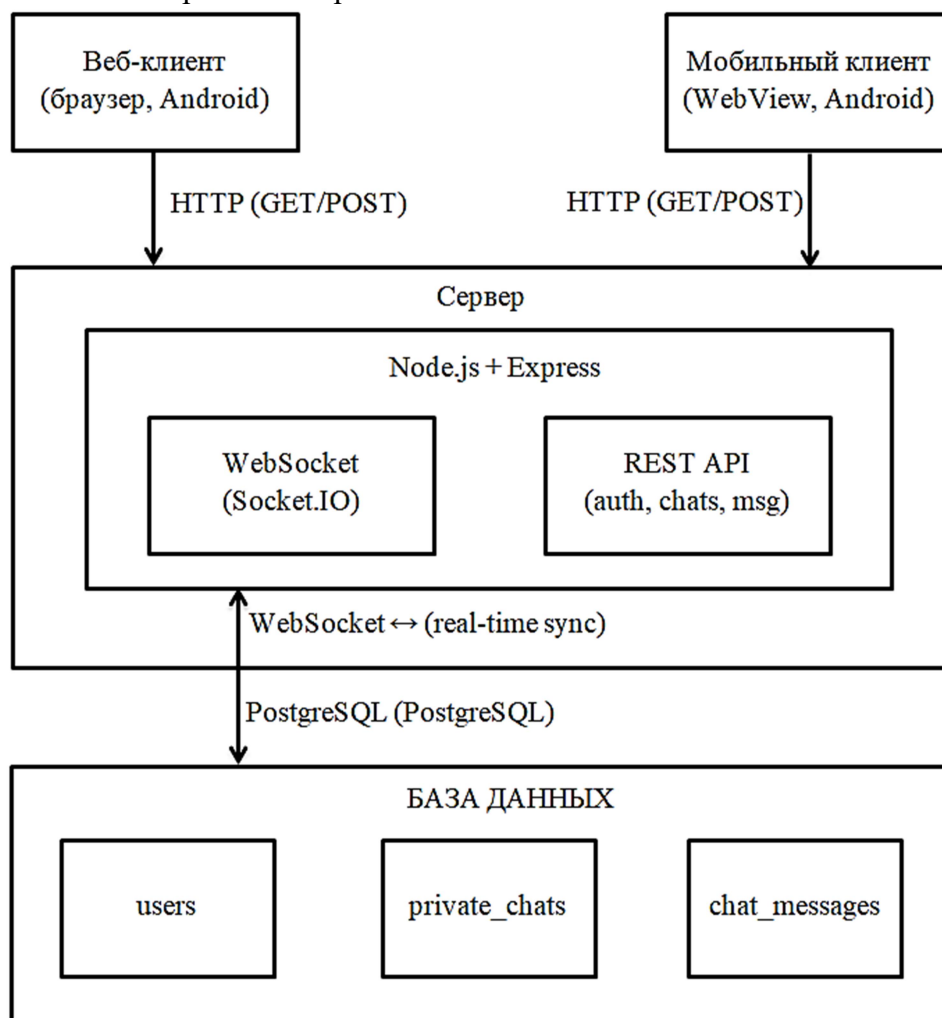


Рис. 1. Архитектурная схема мессенджера MyMess

Серверная часть реализована на Node.js [1] с использованием фреймворка Express для обработки HTTP-запросов и библиотеки Socket.IO [4] для WebSocket-соединений. Все данные хранятся в реляционной базе данных PostgreSQL [2].

Взаимодействие между компонентами происходит следующим образом:

- при запуске клиент отправляет HTTP-запрос на сервер для получения HTML-страницы;
- после загрузки интерфейса устанавливается WebSocket-соединение;
- все последующие действия выполняются через это соединение или REST-запросы к API.

База данных содержит три таблицы:

- users – информация о пользователях (логин, хеш пароля, аватар);
- private\_chats – уникальные пары пользователей;
- chat\_messages – история сообщений с привязкой к чату и отправителю.

Модель данных спроектирована с учётом третьей нормальной формы (3НФ) для минимизации избыточности. Таблица private\_chats содержит ограничение CHECK (user1\_id < user2\_id) и уникальный индекс (user1\_id, user2\_id), что гарантирует отсутствие дублирующихся чатов между одной парой пользователей. Индексы по внешним ключам в chat\_messages оптимизируют выборку истории сообщений. Все SQL-запросы параметризованы, что исключает SQL-инъекции и обеспечивает транзакционную целостность.

*Реализация серверной части.* Серверная часть разработана на платформе Node.js [1] с использованием фреймворка Express для маршрутизации HTTP-запросов и библиотеки Socket.IO [4] для обработки WebSocket-событий. Безопасность обеспечивается за счёт JWT-аутентификации и хеширования паролей алгоритмом bcrypt. При успешном входе клиент получает токен со сроком действия 7 дней, который передаётся в заголовке Authorization для REST-запросов и в поле handshake.auth.token при установке WebSocket-соединения.

Обмен сообщениями реализован через событие send-message. Сервер проверяет принадлежность отправителя к чату, сохраняет данные в таблицу chat\_messages и мгновенно ретранслирует событие receive-message всем участникам комнаты через механизм io.to().emit(). Для оптимизации сетевого взаимодействия отключён алгоритм Нейгла (socket.setNoDelay(true)), что снижает задержки при передаче мелких пакетов.

Загрузка медиафайлов осуществляется через middleware Multer с проверкой MIME-типов и ограничением размера до 10 МБ. Файлы сохраняются в директории /uploads/media, а клиенту возвращается относительный URL для встраивания в интерфейс. Настройка CORS ограничивает доступ только доверенными источниками, что соответствует требованиям безопасности локальной сети.

*Клиентская часть.* Клиентская часть реализована с использованием стандартных технологий HTML5, CSS3 и JavaScript. Интерфейс построен на основе шаблонов (<template>), что позволяет динамически рендерить страницы без перезагрузки.

Интерфейс поддерживает 8 цветовых тем (тёмная, светлая, океан, закат и др.) и два языка (русский и английский). Настройки сохраняются в localStorage.

Мобильное приложение для Android реализовано как WebView-обёртка [3] вокруг веб-интерфейса. Такой подход позволяет использовать единый веб-интерфейс без дублирования логики. Обеспечивается полноэкранный режим, доступ к галерее устройства и естественная навигация.

*Тестирование.* Тестирование проводилось в изолированной локальной сети Wi-Fi на следующем оборудовании: сервер – ноутбук с процессором Intel Celeron N5095, 16 ГБ ОЗУ, ОС Ubuntu 24.04; клиенты – смартфон Xiaomi Redmi 10C (Android 13) и веб-браузер на ноутбуке. Сервер функционировал в режиме точки доступа с фиксированным адресом 10.42.0.1. Были проверены все основные сценарии. Результаты тестирования представлены в таблице 1.

Средняя загрузка интерфейса составила 1,2 с, время доставки сообщения – менее 80 мс. Система стабильно работала при одновременном подключении двух клиентов без деградации производительности. IP-адрес сервера оставался неизменным при перезапусках благодаря штатному механизму NetworkManager.

Таблица 1. Результаты тестирования ключевых функций системы

| № | Функция                      | Метод проверки                                                 | Результат                                         |
|---|------------------------------|----------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------|
| 1 | Регистрация и аутентификация | POST-запросы с валидными/невалидными данными, проверка JWT     | Успешно, ошибки обрабатываются корректно          |
| 2 | Создание личного чата        | Повторный запрос на создание чата между теми же пользователями | Возвращён существующий ID, дублирование исключено |
| 3 | Обмен сообщениями            | WebSocket-события, одновременная отправка с двух устройств     | Мгновенная доставка, порядок сохранён             |
| 4 | Загрузка медиа               | Выбор изображения из галереи Android, проверка MIME и размера  | Файл сохранён, URL отображён в чате               |
| 5 | Сохранение истории           | Перезагрузка клиента, GET-запрос к /api/chat-messages/:id      | Полная история загружена, данные целостны         |

*Заключение.* В ходе выполнения работы был успешно реализован учебный мессенджер «MyMess», полностью соответствующий требованиям технического задания. Проект охватывает все ключевые аспекты full-stack разработки: проектирование клиент-серверной архитектуры, реализацию реального времени через WebSocket, хранение данных в реляционной СУБД PostgreSQL и создание мобильного клиента для Android. Тестирование на физических устройствах подтвердило работоспособность системы. Проект демонстрирует, что даже на ограниченном оборудовании возможно развёртывание сложной клиент-серверной системы, пригодной для учебных и демонстрационных целей.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Node.js Documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://nodejs.org/en/docs/> (дата обращения: 20.05.2026).
2. PostgreSQL: Documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.postgresql.org/docs/> (дата обращения: 20.05.2026).
3. Android Developers. WebView | Android Developers [Электронный ресурс]. – URL: <https://developer.android.com/reference/android/webkit/WebView> (дата обращения: 20.05.2026).
4. Socket.IO Documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://socket.io/docs/v4/> (дата обращения: 20.05.2026).
5. Mozilla Developer Network (MDN). Working with WebSocket [Электронный ресурс]. – URL: <https://developer.mozilla.org/en-US/docs/Web/API/WebSocket>

УДК 621.396.967

## МОНОИМПУЛЬСНАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Коростов А.В.

Руководитель Литюк Л.В.

ИРТСУ ЮФУ, г. Таганрог

Классические моноимпульсные радиолокационные станции (МРЛС), использующие суммарно-разностную обработку, обладают высокой точностью, но имеют принципиальный недостаток – зависимость результата пеленгования от идентичности амплитудно-фазовых характеристик (АФХ) нескольких независимых приёмных каналов. Неидентичность каналов (инструментальная ошибка) и наличие боковых лепестков (БЛ) у автокорреляционных функций (АКФ) зондирующих сигналов ограничивают помехоустойчивость и разрешающую

способность. В связи с этим актуальной является задача разработки методов и алгоритмов, позволяющих устранить указанные недостатки, в частности – заменить многоканальный приём одноканальным и обеспечить формирование сигнала с АКФ без боковых лепестков.

Основная цель заключается в исследовании, теоретическом обосновании и разработке алгоритма построения моноимпульсной суммарно-разностной радиолокационной станции, использующей сложные сигналы второго порядка (ССВП), который позволяет:

1. Реализовать одноканальный прием (функционально заменяющий два или три канала), тем самым полностью исключив влияние неидентичности амплитудно-фазовых характеристик усилителей приемных каналов.

2. Обеспечить формирование отклика обрабатывающего устройства в виде «цифровой  $\delta$ -функции», то есть с полным подавлением боковых лепестков автокорреляционной функции, что кардинально повышает разрешающую способность по дальности и помехоустойчивость.

3. Получить пеленгационную характеристику, крутизна которой не зависит от амплитуды принимаемого сигнала.

Основными задачами являются:

- Анализ принципов построения моноимпульсных РЛС с амплитудной, фазовой и суммарно-разностной пеленгацией.
- Исследование методов уменьшения инструментальных ошибок, в том числе метода объединения каналов.
- Изучение свойств сложных сигналов второго порядка (ССВП) на основе комплементарных (дополнительных) кодовых последовательностей.
- Разработка структурной схемы МРЛС с использованием ССВП и одноканальным приемом.
- Разработка алгоритма суммарно-разностной обработки ССВП.
- Расчет параметров формирующих (ФФ) и согласованных фильтров (СФ) для кодовых последовательностей.
- Моделирование работы разработанных узлов и системы в целом с подтверждением теоретических положений.

Решение поставленных задач достигается за счёт применения алгоритма объединения приёмных каналов на основе сложных сигналов второго порядка (ССВП). Суть алгоритма заключается в переходе от классической многоканальной схемы приёма к одноканальной, что позволяет принципиально устранить проблему идентичности амплитудно-фазовых характеристик усилителей – главный источник инструментальных ошибок в традиционных моноимпульсных радиолокационных станциях.

Формирование зондирующего сигнала. В отличие от традиционных РЛС, где используется один сложный сигнал, в данной работе формируется ансамбль из четырёх сложных сигналов первого порядка (ССПП) – А, В, С, D. Для описания закона фазовой модуляции применяется модифицированная матрица Адамара размера  $4 \times 4$ , которая обеспечивает ортогональность кодовых последовательностей. Последовательности А и С образуют основную пару, а В и D – дополнительную (комплементарную). К ним добавляются две опорные последовательности Е' и Е'', необходимые для последующей компенсации фазового набега. Все сигналы разносятся по частоте (занимают две боковые полосы), имеют одинаковую начальную фазу и излучаются специально сконфигурированной антенной системой.

Ключевое отличие предлагаемого подхода заключается в том, что отражённый от цели сигнал принимается и обрабатывается не в двух или трёх независимых каналах, как в классических МРЛС, а в одном приёмном канале. Это архитектурное решение полностью устраняет проблему идентичности амплитудно-фазовых характеристик усилителей, поскольку вопрос согласования нескольких каналов просто не возникает. После усиления, преобразования частоты и фильтрации сигнал разделяется на отдельные составляющие, соответствующие исходным последовательностям А, В, С, D.

Каждая из выделенных последовательностей поступает на свой согласованный фильтр (СФ). Здесь в полной мере проявляются уникальные свойства ансамбля комплементарных последовательностей, полученных с помощью модифицированной матрицы Адамара. Для этих последовательностей выполняются два фундаментальных соотношения:

1. Суммарная автокорреляционная функция (АКФ) пары А и С имеет вид  $\delta$ -функции, то есть полностью отсутствуют боковые лепестки:  $АКФ(А) + АКФ(С) = \delta(\tau)$ .

2. Суммарная взаимокорреляционная функция (ВКФ) пары В и D равна нулю (ортогональность):  $ВКФ(А, В) + ВКФ(С, D) = 0$ .

После прохождения сигналов через согласованные фильтры их отклики попарно суммируются: отклик СФ-А складывается с откликом СФ-С, а отклик СФ-В – с откликом СФ-D. Затем полученные суммы подвергаются двум операциям: сложение  $(А+С)+(В+D)$  образует сигнал суммарного канала  $\Sigma$ , а вычитание  $(А+С)-(В+D)$  образует сигнал разностного канала  $\Delta$ .

Формирование пеленгационной характеристики. Сигнал разностного канала обрабатывается относительно сигнала суммарного канала – вычисляется аддитивное отношение (или используется фазовый детектор). Это отношение и является пеленгационной характеристикой моноимпульсной системы. Когда цель находится точно на равносигнальном направлении, амплитуды сигналов А и С равны, поэтому  $\Sigma \neq 0$ , а  $\Delta = 0$ , следовательно, сигнал ошибки равен нулю. При отклонении цели от равносигнального направления равенство амплитуд нарушается, появляется ненулевой разностный сигнал  $\Delta$ , причём знак этого сигнала указывает направление отклонения, а его величина пропорциональна углу рассогласования.

Компенсация фазового набег – важная особенность алгоритма, для этого вводятся две опорные последовательности Е' и Е". Поскольку сигналы разных частот (на которых передаются пары А, С и В, D) приобретают различные фазовые набеги при распространении и прохождении через тракты, опорные сигналы позволяют после соответствующей обработки выровнять фазы всех составляющих, что является необходимым условием корректного суммирования откликов.

Создан алгоритм формирования многочастотного сложного сигнала на основе модифицированной матрицы Адамара, обеспечивающий ортогональность кодовых последовательностей. Разработан алгоритм суммарно-разностной обработки, включающий в себя компенсацию фазовых набегов с помощью опорных последовательностей. При использовании предложенного подхода суммарная автокорреляционная функция (АКФ) принимает вид  $\delta$ -функции, то есть боковые лепестки полностью отсутствуют; пеленгационная характеристика не зависит от амплитуды входного сигнала; а точность пеленгования более не ограничивается неидентичностью амплитудно-фазовых характеристик приёмных каналов, поскольку многоканальный приём заменён одноканальным.

Таким образом, предложенный алгоритм обеспечивает два критически важных преимущества. Во-первых, благодаря использованию комплементарных кодовых последовательностей, суммарная автокорреляционная функция имеет вид  $\delta$ -функции, что даёт сверхвысокое разрешение по дальности – отсутствие боковых лепестков полностью исключает маскировку слабых целей. Во-вторых, переход к одноканальному приёму полностью исключает влияние неидентичности амплитудно-фазовых характеристик усилителей, которое в классических многоканальных системах является принципиальным ограничителем точности пеленгования. Кроме того, пеленгационная характеристика, получаемая на основе аддитивного отношения суммарного и разностного сигналов, не зависит от абсолютного уровня принимаемого сигнала и определяется исключительно угловым положением цели.

# РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ IoT-СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ МИКРОКЛИМАТА И ОСВЕЩЁННОСТИ В КЛЕТКЕ ДЛЯ ДЕКОРАТИВНЫХ ПТИЦ

Колесова К.А., Леонова А.В.

*Южный федеральный университет, Таганрог*

В настоящее время технологии интернета вещей (IoT) активно применяются для автоматизации бытовых процессов и создания интеллектуальных систем мониторинга. Одним из перспективных направлений является разработка устройств для автоматизированного содержания домашних животных. Особое значение данная задача имеет при содержании декоративных птиц, поскольку их физиологическое состояние напрямую зависит от соблюдения светового режима и параметров микроклимата.

Целью работы является разработка автоматизированной IoT-системы контроля освещённости и микроклимата в клетке для декоративных птиц на базе микроконтроллера ESP32-S3 CAM.

Содержание декоративных птиц требует поддержания комфортной температуры, влажности воздуха и освещённости. Нарушение указанных параметров может негативно влиять на поведение птиц, их активность и общее состояние здоровья [1]. При этом большинство серийно выпускаемых клеток не оснащаются средствами автоматического контроля окружающей среды и требуют постоянного участия владельца.

Для решения данной задачи разработана интеллектуальная система, обеспечивающая автоматический мониторинг параметров окружающей среды и управление освещением клетки [2]. Структура разработанной системы представлена на рис. 1.

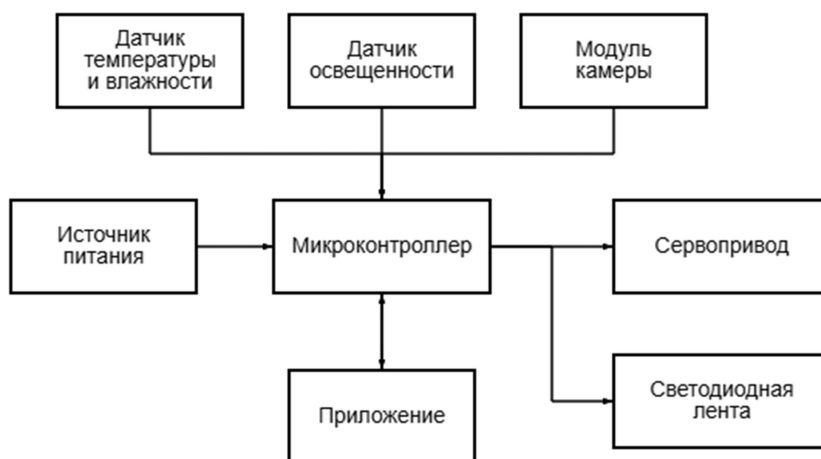


Рис. 1. – Структурная схема автоматизированной системы контроля микроклимата и освещённости

Основу системы составляет микроконтроллер ESP32-S3 CAM, который выполняет сбор данных с датчиков, обработку информации, управление исполнительными устройствами и организацию удалённого мониторинга через беспроводную сеть Wi-Fi [3].

Для контроля уровня освещённости используется цифровой датчик BH1750, подключённый по интерфейсу I2C. Измеренные значения освещённости применяются для автоматического управления системой затемнения и дополнительного освещения. Контроль температуры и влажности воздуха осуществляется при помощи датчика АНТ20.

В качестве исполнительного механизма используется сервопривод SG90, предназначенный для управления механизмом затемнения клетки. Дополнительное искусственное освещение реализовано на базе адресной светодиодной ленты WS2812B. Для отображения текущих параметров работы системы применяется OLED-дисплей SSD1306.

Одним из преимуществ выбранной платформы является наличие встроенной камеры OV3660, позволяющей реализовать удалённый визуальный мониторинг состояния птицы через веб-интерфейс. Благодаря использованию Wi-Fi пользователь может получать информацию о состоянии системы и наблюдать за птицей в режиме реального времени [4].

Алгоритм функционирования устройства основан на циклическом опросе датчиков и анализе полученных данных. При снижении уровня освещённости ниже заданного порогового значения микроконтроллер формирует управляющие сигналы для изменения положения сервопривода и включения дополнительного освещения. При обработке данных используется метод скользящего среднего, позволяющий уменьшить влияние кратковременных помех и повысить устойчивость работы системы.

Для предварительной проверки работоспособности программно-аппаратного комплекса использовалась среда моделирования Wokwi. Разработанная схема была реализована в виртуальной среде, что позволило выполнить отладку программного обеспечения микроконтроллера и проверить взаимодействие аппаратных компонентов без изготовления физического устройства. В состав модели вошли датчик освещённости, датчик температуры и влажности, OLED-дисплей, сервопривод и светодиодная подсветка.

В процессе моделирования была проверена корректность обмена данными по интерфейсу I2C, работоспособность алгоритма автоматического регулирования освещённости и взаимодействие исполнительных устройств с микроконтроллером ESP32-S3 CAM. Особое внимание уделялось исследованию устойчивости работы системы при изменении входных параметров и корректности отображения информации на дисплее. Внешний вид модели устройства в среде Wokwi представлен на рис. 2. После завершения этапа моделирования был изготовлен физический прототип устройства, включающий микроконтроллер ESP32-S3 CAM, датчики BH1750 и АНТ20, сервопривод SG90, OLED-дисплей SSD1306 и светодиодную подсветку WS2812B.

Проведённые испытания показали корректную работу алгоритмов автоматического управления освещением и устойчивое считывание данных с датчиков. В ходе тестирования система корректно реагировала на изменение уровня внешней освещённости, автоматически изменяя положение механизма затемнения и включая дополнительную подсветку при достижении заданных пороговых значений.

Проверка работы датчика температуры и влажности подтвердила возможность непрерывного мониторинга параметров микроклимата с последующим отображением данных на OLED-дисплее. Также была подтверждена работоспособность функций удалённого мониторинга посредством встроенной камеры и беспроводной сети Wi-Fi. Полученные результаты свидетельствуют о корректном взаимодействии аппаратных и программных компонентов системы.

Дополнительно была оценена совместная работа всех аппаратных компонентов системы при одновременном выполнении задач мониторинга и управления. В ходе испытаний не было выявлено конфликтов при обмене данными по интерфейсу I2C между датчиками BH1750, АНТ20 и OLED-дисплеем. Работа сервопривода и светодиодной подсветки также осуществлялась стабильно и не оказывала влияния на процесс получения и обработки данных с датчиков. Полученные результаты подтверждают возможность использования выбранной архитектуры в качестве основы для дальнейшего развития системы автоматизированного содержания декоративных птиц. Дальнейшее развитие проекта предполагает интеграцию разработанного электронного модуля в конструкцию полноразмерной клетки для декоративных птиц и создание законченного аппаратно-программного комплекса. Планируется реализовать автоматическое управление дополнительными системами жизнеобеспечения, включая подачу корма и воды, а также разработать мобильное приложение для удалённого мониторинга параметров микроклимата и управления устройством.

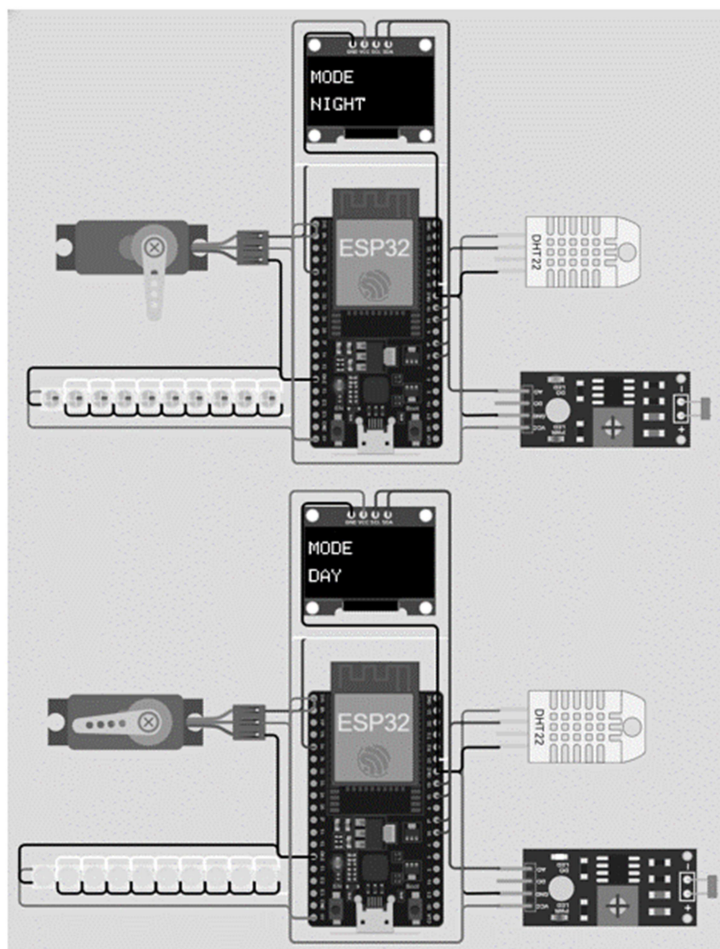


Рис. 2. –Моделирование автоматизированной системы в среде Wokwi

Перспективным направлением является применение технологий анализа данных и элементов машинного обучения для адаптации режимов освещения и микроклимата к индивидуальным особенностям содержания птиц. Также планируется проведение длительных экспериментальных исследований с целью оценки эффективности разработанной системы в реальных условиях эксплуатации.

Таким образом, разработанная IoT-система позволяет автоматизировать основные процессы содержания декоративных птиц, обеспечивая поддержание комфортных условий и снижая необходимость постоянного участия владельца. Полученные результаты подтверждают возможность практического применения предложенного решения в домашних условиях, питомниках и ветеринарной практике.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Рахманов А.И.* Волнистые попугаи. Содержание и уход // М.: Аквариум. – 2020.
2. *Колесова К.А., Леонова А.В., Шпаковская О.Ю.* Разработка IoT-устройства «Умная клетка для птиц» // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КОМТЕХ-2025): материалы Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2025. – С. 121–126. – EDN OAHGKG.
3. *Синютин С.А., Леонова А.В.* Разработка киберфизических систем на основе микроконтроллеров // Ростов н/Д.: ЮФУ. – 2014.
4. *Соммер У.* Программирование микроконтроллерных плат ESP32 в Arduino IDE // Санкт-Петербург: БХВ-Петербург. – 2021.
5. *Курносое Д.И., Литвинов В.П.* Программирование микроконтроллеров на языке C++ // М.: БХВ-Петербург. – 2014.



УДК 621.3

## ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ БЛА ДЛЯ ТЕПЛОВИЗИОННОГО ОБСЛЕДОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ

Слюсаренко М. А., Веревкина Л. С.

*ИРТСУ ЮФУ г. Таганрог, кафедра электротехники и мехатроники*

*Введение.* Для дистанционного тепловизионного обследования объектов, занимающих большие объёмы в пространстве и при ограниченном доступе, возникает необходимость быстрых измерений температуры, что возможно при использовании беспилотного летательного аппарата (БЛА). При решении задачи получения тепловой картины обследуемого объекта, с цветовой шкалой температур разрабатываются БЛА с сенсорами для которых в статье дана оценка надёжности: интенсивность отказов, наработка до отказа и вероятность безотказной работы. Эти параметры позволяют определиться с гарантийным сроком и обязательствами производителей и техническим обслуживанием потребителей таких БЛА тепловизионного обследования объектов. Оценка надёжности БЛА для тепловизионного обследования объектов актуальна для настоящего времени.

*Разработка устройства.* Развитие тепловизионной техники с применением БЛА позволяют выполнить быстрое обследование больших размеров, протяжённых, громоздких или труднодоступных объектов, а также при наличии вредных или опасных для человека факторов среды. В РФ есть методики определения тепловыделений от объектов, установлены нормативные требования к их тепловыделению, а для условий севера необходима проверка теплоизоляции объектов [1 - 3]. Пример тепловизионной карты кровли высотной многоэтажки приведён на рис. 1.

На базе БЛА разработана структурная схема приведена на рис. 1.

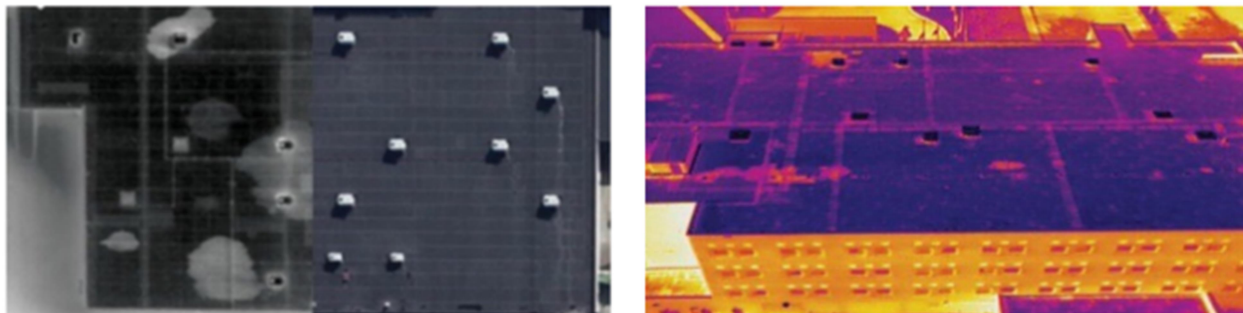


Рис.1 – Тепловизионной карты кровли высотной многоэтажки

Структурная схема БЛА тепловизионного обследования объектов приведена на рис. 2.

В результате анализа технико-экономических характеристик тепловизоров выбран современный тепловизор Fawoonu TI (Fawoonu Thermal Imager) для контроля температуры объекта, и аккумулятор Li-ion GE YUE, Raspberry Pi 4 Model B, GPS-модуль Ublox NEO-M8N-0.

БЛА для тепловизионного обследования объектов состоит из большого числа элементов, поэтому эксплуатационную интенсивность отказов всего устройства  $\lambda(t)$  для последовательной схемы надёжности определяют, как сумму интенсивностей отказов всех элементов по формуле [4].

$$\lambda = \sum_{i=1}^m k_i \lambda_i n_i,$$

где  $\lambda$  – интенсивность отказов устройства,  $\frac{1}{ч}$ ;  $k$  – поправочный коэффициент, учитывающий относительное изменение средней интенсивности отказов элементов в зависимости от назначения устройства;  $m$  – общее количество групп элементов;  $n_i$  – количество элементов в  $i$ -й группе с одинаковой интенсивностью отказов  $\lambda_i$  – наработка на отказ, час.



Рис. 2 – Структурная схема БЛА тепловизионного обследования объектов



Рис. 3 – Аккумулятор Li-ion GE YUE, тепловизор Fawoonu TI, тепловизионный датчик T2 PRO, Raspberry Pi 4 Model B, GPS-модуль Ublox NEO-M8N-0

Расчёт надёжности заключается в нахождении общей интенсивности отказов  $\lambda$  устройства и наработки до отказа  $T_0$  в часах:

$$T_0 = \frac{1}{\lambda}.$$

Надёжность элементов в значительной степени зависит от их электрических и температурных режимов работы. Для повышения надёжности элементы необходимо использовать их в облегченных режимах, определяемых коэффициентами нагрузки. Коэффициент нагрузки – это отношение расчётного параметра элемента в рабочем режиме к его максимально допустимому значению. Коэффициенты нагрузки различных элементов могут существенно отличаться.

При расчёте надёжности устройства все элементы системы разбиваются на группы элементов одинаковых типов и коэффициентами нагрузки  $K_{Hi}$ .

Интенсивность отказа  $i$ -го элемента определяется по формуле

$$\lambda_i = K_{Hi} \times \lambda_{0i}$$

где  $K_{Hi}$  – коэффициент нагрузки, рассчитывают в картах рабочих режимов, либо задают полагая, что элемент работает в нормальных режимах;  $\lambda_{0i}$  – базовая интенсивность отказов  $i$ -го элемента.

Часто, для расчёта надёжности, используются данные базовой интенсивности отказов  $\lambda_{0i}$  аналогов элементов [4].

Оценка надёжности БЛА для тепловизионного обследования объектов выполнена классическим структурным методом в таблице 1. Интенсивность отказов изделий определяется по известным статистическим данным, а изделий импортного производства по гарантийному сроку обслуживания [4].

Таблица 1. Расчёт надёжности БЛА для тепловизионного обследования зданий

| Наименование элементов                          | Коэффициент, нагрузки, $K_{\text{нi}}$ | $\lambda_i \cdot 10^{-6}, \frac{1}{\text{ч}}$ | $\lambda_i \cdot K_{\text{нi}} \cdot 10^{-6}, \frac{1}{\text{ч}}$ | Количество $n_i$ , шт. | $n_i \cdot \lambda_i \cdot K_{\text{нi}} \cdot 10^{-6}, \frac{1}{\text{ч}}$ |
|-------------------------------------------------|----------------------------------------|-----------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|------------------------|-----------------------------------------------------------------------------|
| Autel EVO II                                    | 1                                      | 5,7                                           | 5,7                                                               | 1                      | 5,7                                                                         |
| Аккумулятор Autel Robotics EVO II 7100 мАч      | 1                                      | 1,333                                         | 1,333                                                             | 2                      | 2,666                                                                       |
| Пульт дистанционного управления                 | 0,8                                    | 4,56                                          | 3,65                                                              | 1                      | 1,83                                                                        |
| GPS-модуль Ublox NEO-M8N-0                      | 0,8                                    | 2,32                                          | 1,86                                                              | 1                      | 0,93                                                                        |
| Антенный модуль 2.4 GHz                         | 0,8                                    | 4,56                                          | 3,65                                                              | 1                      | 1,83                                                                        |
| Двигатель электрический                         | 0,8                                    | 0,42                                          | 0,3                                                               | 4                      | 1,2                                                                         |
| Электронный регулятор скорости                  | 0,8                                    | 4,63                                          | 3,7                                                               | 4                      | 14,8                                                                        |
| Стабилизатор                                    | 0,8                                    | 4,56                                          | 3,65                                                              | 1                      | 1,83                                                                        |
| Камера системы обзора                           | 1                                      | 1,16                                          | 1,16                                                              | 12                     | 13,92                                                                       |
| Одноплатный компьютер Raspberry Pi 4 Model B    | 1                                      | 6,667                                         | 6,667                                                             | 1                      | 6,667                                                                       |
| Аккумулятор Li-ion GE YUE                       | 0,8                                    | 1,333                                         | 1,1                                                               | 1                      | 1,1                                                                         |
| Датчик заряда аккумулятора                      | 0,8                                    | 0,5                                           | 0,4                                                               | 1                      | 4                                                                           |
| Камера FPV 1/3 CMOS mini                        | 0,8                                    | 4,56                                          | 3,65                                                              | 1                      | 1,83                                                                        |
| Тепловизионный датчик с цифровым выходом T2 PRO | 0,8                                    | 2,32                                          | 1,86                                                              | 3                      | 2,79                                                                        |
| Провод, м                                       | 0,2                                    | 0,01                                          | 0,002                                                             | 0,2                    | 0,0004                                                                      |
| Соединение пайкой                               | 0,5                                    | 0,003                                         | 0,0015                                                            | 3                      | 0,0045                                                                      |
| ИТОГО                                           |                                        |                                               |                                                                   |                        | 61,09                                                                       |

Определяем общую интенсивность отказов устройства:

$$\lambda = \sum_{i=1}^m \lambda_i n_i K_H = 61,09 \cdot 10^{-6};$$

Тогда наработка до отказа, согласно выражению, соответственно равна:

$$T_0 = \frac{1}{\lambda} = \frac{1}{61,09 \cdot 10^{-6}} = 16370 \text{ час.}$$

Моделирование вероятности безотказной работы БЛА для тепловизионного обследования объектов выполнено в программе Excel для заданного промежутка времени  $t = 0, \dots, 20000$  час по формуле:

$$P(t) = e^{-t/T_0}.$$

Полученные результаты расчёта представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Расчёт вероятности безотказной работы

| t(час) | 500  | 2500 | 5000 | 6500 | 7000 | 10000 | 15000 | 20000 |
|--------|------|------|------|------|------|-------|-------|-------|
| P(t)   | 0,97 | 0,86 | 0,74 | 0,67 | 0,65 | 0,54  | 0,4   | 0,29  |

График зависимости вероятности безотказной работы от времени работы БЛА для тепловизионного обследования объектов представлен на рис. 4.

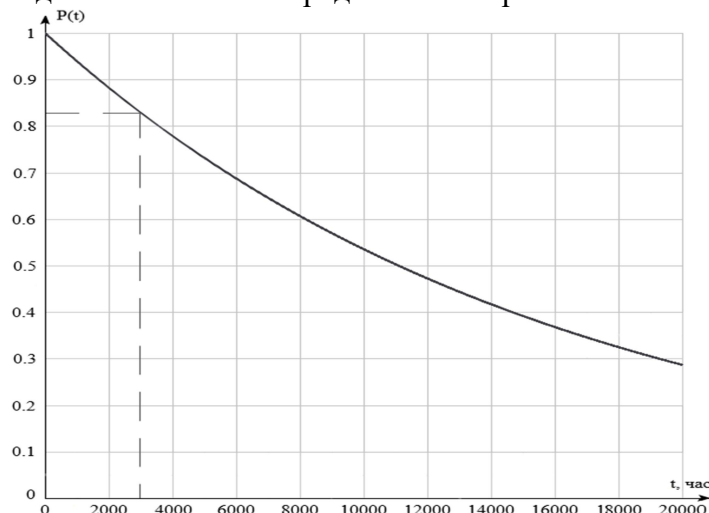


Рис. 4 – Вероятность безотказной работы БЛА для тепловизионного обследования объектов

Для устройства, как правило задают вероятность безотказной работы от 0,80 до 0,95. По графику на рис. 4 для требуемой вероятности безотказной работы  $P(t) = 0,82$  время наработки до отказа  $T_0 = 3000$  час, то есть 12,5 месяцев, или около одного года.

Закключение. В статье определена структура БЛА тепловизионного обследования объектов, предложена ее реализация на базе недорогого квадрокоптера A9 PRO и современных тепловизоров типа Fawoonu T1, обеспечивающих получение температурных изображений объектов в цветах, соответствующих шкале температур. Предложенная разработка позволяет быстро и качественно определять температуру объектов. Расчёт надёжности выполнен для случая, когда отказ любого элемента приводит к отказу системы в целом, такое соединение элементов логически последовательное. Повысить надёжность системы можно с помощью резервирования. Для вероятности безотказной работы  $P(t) = 0,82$  время работы БЛА для тепловизионного обследования объектов составляет  $T_0 = 3000$  час, что позволяет формировать план работы предприятия на год.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ГОСТ 31913-2022 «Материалы и изделия теплоизоляционные. Термины и определения»
2. ГОСТ Р 56972-2016/IEC/TS 62610-2:2011. Управление температурными режимами шкафов, соответствующих стандартам серий IEC 60297 и IEC 60917
3. РД 22.18-355-89 Методика определения тепловыделений от электротехнического оборудования
4. В. Х. Пшихопов, Л. С. Вережкина, А. Л. Вережкин. Проектирование электротехнических устройств. Часть 1. Стадии проектирования. Техническое задание. Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. - 50 с.

## ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ИНТЕНСИВНОСТИ ОТКАЗОВ СЛОЖНОЙ МУЛЬТИАГЕНТНОЙ СИСТЕМЫ

Вережкин А. Л., Пшихопова К. В., Вережкина Л. С.

ИРТСУ ЮФУ г. Таганрог, кафедра электротехники и мехатроники

*Введение.* В китайском городе Люяне в световом шоу группа 15947 дронов одновременно управлялась с одного компьютера и выполнила условия рекордов Гиннеса –

дроны одновременно взлетели и были в полёте не менее 1 минуты [1]. Такое малое время полёта задано потому, что надёжность сложных систем падает с возрастанием числа её элементов.

Согласно ГОСТ 34.003 и ГОСТ Р 59797: сложная система – это два и более агента; характеризуется множеством состояний; обладает свойствами, которые не могут быть сведены к свойствам отдельных её подсистем или элементов.

Сложная мультиагентная система (СМАС) - это сложная система с разнородными агентами, требуемая надёжность которой обеспечивается реконфигурацией и (или) резервированием агентов под конкретную миссию.

*Постановка задачи.* При оценке интенсивности отказов у СМАС необходимо учитывать: какие из двух статистических показателей надёжности использовать: безотказной работы или отказобезопасности изделий. В показателях отказобезопасности изделий учитываются факторы неопределённости при их эксплуатации (мыши повредили кабель, птица влетела в двигатель, насекомое замкнуло контакты, неверные действия персонала), которые шире по физическому смыслу, чем показатели безотказной работы, в которых учитываются только случайные факторы измерений. Так как инвесторов при эксплуатации изделий больше интересует отказобезопасность, определяемая по эксплуатационным статистическим данным учитывающих неопределённости, то в статье рассмотрены статистические показатели отказобезопасности, по которым также ведутся статистические наблюдения и в печати публикуются такие показатели.

Вторая проблема оценки интенсивности отказов СМАС заключается в изменении состава т.е. реконфигурация СМАС – формирование групп агентов и функциональных связей между агентами при резервировании агентов, или их частей для совместной работы (распределённые системы).

Для учёта обозначенных особенностей СМАС возникает необходимость определения средней интенсивности отказов систем так, как средний показатель позволяет прогнозировать надёжность с и вариантами разных составов агентов и способов их резервирования.

*Решение задачи.* Поскольку публикуемые статистические данные систем и агрегатов группы из  $N$  агентов – это отказы  $q$  однотипных систем в процентах из  $Q = 100\%$  всех однотипных систем за время  $t$  (например, за 1000 часов налёта самолётов), то требуется переход к интенсивности отказов этих систем. Примем допущение, что интенсивность  $\lambda_{ij}$  отказов  $i$ -го типа систем СМАС группы агентов определяется на практике с ошибкой примерно 1 – 2% и не превышает погрешности определения показателей частоты и интенсивности отказов по формуле [2]:

$$\lambda_{ij} = q/(Qt) \text{ (1/час)} \quad (1)$$

Исходными данными является матрица  $[q_{ij}]$  размером  $m \times n$  статистических данных

$q_{ij}$  – процентов отказавших систем от общего их числа систем в процентах за время  $t$  налёта. Всего в СМАС  $i = 1, \dots, m$  однотипных систем (например, в группе у каждого БЛА есть система связи, или двигатель, модуль питания) размещённых на  $j = 1, \dots, n$  агентах. В ходе реконфигурации СМАС варианты состава агентов могут быть разные и каждой строке матрицы соответствует только один вариант систем участвующих агентов в варианте. Отказы  $q_{ij}$  систем не участвовавших в варианте принимаются равными 0 и если системы не имели отказов, то их  $q_{ij} = 0$ :

В матричном виде  $[q_{ij}]$  запишем отказы и по формуле (1) получаем матрицу  $[\lambda_{ij}]$  групповой интенсивности отказов систем СМАС.

$$[\lambda_{ij}] = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & \dots & q_{1j} \\ q_{21} & q_{22} & \dots & q_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{i1} & q_{i2} & \dots & q_{ij} \end{bmatrix} \times \frac{1}{Q^* t} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \dots & \lambda_{1j} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \dots & \lambda_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{i1} & \lambda_{i2} & \dots & \lambda_{ij} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Матрица  $[\lambda_{ij}]$  значений групповой интенсивности отказов систем, в которой каждая строка это варианты от 1 до  $i$  систем, так например, первая строка матрицы это системы связи агентов от 1 до  $j$ .

Для определения средней интенсивности отказов каждого типа систем использована формула средней гармонической так, как интенсивности отказов систем это число отказов за 1 час. Этот вид среднего значения используется, когда величины заданы на 1 другую единицу, например: скорость движения- это количество пути (км) за 1 час. трудоёмкость (затраты времени на единицу продукции), по аналогии интенсивность отказов измеряется числом отказов за 1 час работы изделия.

Для первой строки матрицы (2) записывается выражение средней гармонической интенсивности отказов [3]:

$$\bar{\lambda}_{1j} = j / (1/\lambda_{11} + 1/\lambda_{12} + \dots + 1/\lambda_{1j}). \quad (4)$$

где:  $\bar{\lambda}_{1j}$  – средние значения интенсивностей отказов 1-го типа систем (систем связи) на  $j$  агентах.

А с учётом того, что наработка до отказа определяется по формуле [4]:  $T_{1j} = 1/\lambda_{1j}$  можем записать:

$$\bar{\lambda}_{1j} = j / (T_{11} + T_{12} + \dots + T_{1j}) \quad (5)$$

где:  $T_{1j}$  – значения наработки до отказа 1-го типа систем (связи) установленных на  $j$  агентах, если агент в группе не работал, то он исключается из формулы (5);

Матрицу значений групповой интенсивности отказов запишем с учетом выражения (5) строки соответствуют каждому типу  $i := 1, \dots, m$  систем:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & \dots & T_{1j} \\ T_{21} & T_{22} & \dots & T_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_{i1} & T_{i2} & \dots & T_{ij} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_m \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где:  $T_{ij}$  – время наработки до отказа  $i$ -го типа системы на  $j$ -ом агенте

В матричном виде средняя интенсивность отказов имеет вид:

$$\bar{\lambda}_{cy} = \begin{bmatrix} j_1/T_1 \\ j_2/T_2 \\ \vdots \\ j_m/T_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_1 \\ \bar{\lambda}_2 \\ \vdots \\ \bar{\lambda}_m \end{bmatrix} \quad (7)$$

*Пример расчёта.* Исходными данными является матрица  $[q_{ij}]$  размером  $m \times n$  статистических данных  $q_{ij}$  – относительных чисел отказов (в процентах) однотипных систем от общего числа этих  $Q = 100\%$  систем, за время  $t = 1000$  часов налёта БЛА самолётного типа, каждый с  $i = 1, \dots, m$  системами. В вариантах СМАС разное число  $j = 1, \dots, n$  этих БЛА.

При  $Q^* t = 100 \cdot 1000 = 10^5$ . То  $[q_{ij}]$  умножаем на  $10^{-5}$  и получаем матрицу  $[\lambda_{ij}]$  групповой интенсивности отказов систем СМАС определяем по формуле (2):

$$[\lambda_{ij}] = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 3 \\ 2 & 1 & 1 & 0 \\ 2 & 2 & 1 & 3 \end{bmatrix} \frac{1}{100 \cdot 1000} \quad (8)$$

Если системы не имели отказов, то их  $q_{ij} = 0$ . Затем определяем по формулам (4) и (5)

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = 1000 \begin{bmatrix} 50 & 100 & 0 & 0 \\ 100 & 0 & 0 & 33 \\ 50 & 100 & 100 & 0 \\ 50 & 50 & 100 & 33 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = 1000 \begin{bmatrix} 150 \\ 133 \\ 250 \\ 233 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Определим для  $j_i = 2; 3; 4$  по формуле (7):

$$\bar{\lambda}_{cy} \begin{bmatrix} 2/150 \\ 2/133 \\ 3/250 \\ 4/233 \end{bmatrix} 10^{-3} = \begin{bmatrix} 1,3 \\ 1,5 \\ 1,2 \\ 1,7 \end{bmatrix} 10^{-5} \text{ 1/час.} \quad (10)$$

Полученное среднее гармоническое значение интенсивности отказов первого типа систем (систем связи)  $1,3 \cdot 10^{-5}$  1/час, а для второго типа систем, например двигателя  $1,5 \cdot 10^{-5}$  1/час и т. д. Полученные средние значения интенсивности отказов позволяют по показателям отказобезопасности с учётом неопределённостей прогнозировать интенсивность отказов разных вариантов СМАС с различным числом агентов и систем.

**Заключение.** Средняя интенсивность отказов систем агентов СМАС позволяет определить самые надёжные и самые уязвимые системы из всех установленных на агентах, планировать их техническое обслуживание, резервирование и гарантийный срок обслуживания. Это способствует достижению согласованности экспертной оценки при программной реализации алгоритмов решения задач выбора и сравнения альтернатив для поддержки принятия решения об эффективности СМАС.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. <https://tenchat.ru/media/3921149-kitay-ustanovil-noviy-mirovoy-rekord-po-kolichestvu-dronov-v-svetovom-shou/> / В китайском Люяне установили рекорд Гиннеса по количеству дронов в световом шоу. (Электронный ресурс, дата доступа: 05.10.2025).
2. Андреев А. В. Теоретические основы надёжности технических систем: учебное пособие / А. В. Андреев, В. В. Яковлев, Т. Ю. Короткая. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2018. – 164 с.
3. ptlab.mccme.ru/intuit.ru (Электронный ресурс, дата обращения 30.06.2026).
4. В. Х. Пишихонов, Л. С. Вережкина, А. Л. Вережкин. Проектирование электротехнических устройств. Часть 1. Стадии проектирования. Техническое задание. Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. – 50 с.

УДК 621.391.8

## УСТРАНЕНИЕ ПРОПЕЛЛЕРНОГО ЭФФЕКТА ПРИ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА

Евдокимов О.Ю.

Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог

*Рассмотрен способ разделения амплитудно-модулированного сигнала и частотно-модулированной помехи, занимающим общий участок частотного диапазона, с использованием синхронного детектирования.*

В связи с загрузкой радиочастотного диапазона становится актуальной задача повышения избирательности систем радиосвязи по отношению к помехам, занимающим тот же участок частотного диапазона, что и полезный сигнал. Одним из возможных способов

разделения двух сигналов с перекрывающимися спектрами – применение синхронного детектирования [1].

На рис. 1 показана структурная схема выделения сигнала при подаче на вход приемника амплитудно-модулированного сигнала и частотно-модулированной помехи.

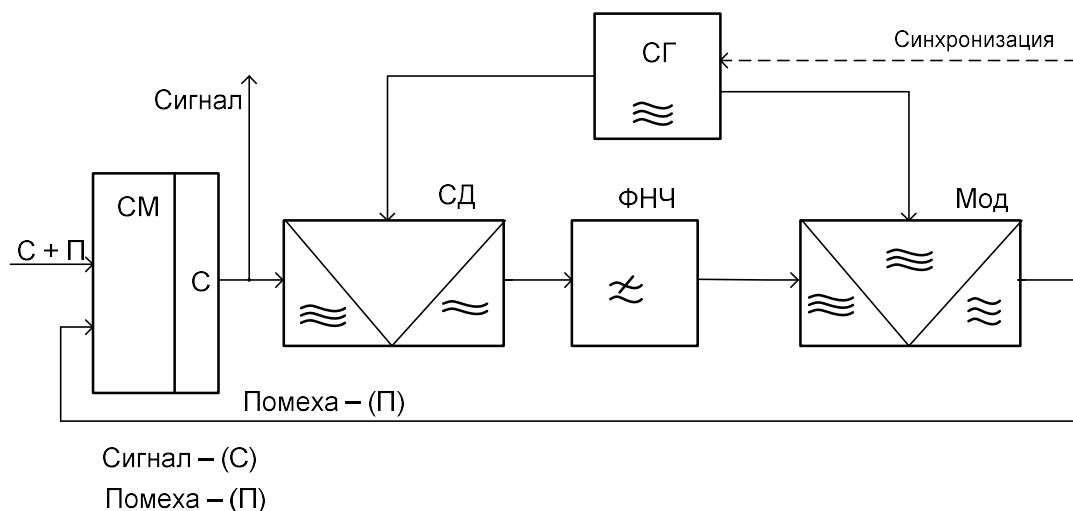


Рис. 1. – Структурная схема устройства разделения амплитудно-модулированного сигнала и частотно-модулированной помехи

Структурная схема содержит: сумматор (СМ), синхронный амплитудный детектор (СД) и гетеродин (СГ), синхронизированный частотой помехи; фильтр нижних частот ФНЧ, модулятор (Мод). С помощью синхронного амплитудного детектора из суммы сигнала и помехи выделяется напряжение, пропорциональное амплитуде помехи. После фильтра нижних частот низкочастотное напряжение помехи поступает на модулятор. На выходе модулятора вновь восстанавливаются амплитуда и частота ЧМ помехи, которая затем в противофазе подается на сумматор. В результате помеха уменьшается пропорционально коэффициенту обратной связи замкнутой системы.

Такое устройство использовалось в системе «Аполлон» для улучшения качества приема цветной телевизионной передачи с поверхности Луны, когда на видеосигнал накладывался частотно-модулированный телеметрический сигнал. Особенность схемы, показанной на рисунке 1, состоит в том, что она подавляет сигнал помехи, не изменяя частотного спектра полезного сигнала. Применение же обычного заграждающего фильтра привело бы к тому, что значительная часть спектра сигнала изображения оказалась бы подавленной.

Рассмотрим работу устройства, изображенного на рисунке 1.

На вход системы подается напряжение сигнала

$$u_c(t) = U_c(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_c t, \quad (1)$$

где  $U_c$  – амплитуда сигнала;

$m$  – коэффициент модуляции;

$\Omega$  – частота модуляции (рад/с);

$\omega$  – несущая частота сигнала (рад/с).

На выходе сумматора (на входе синхронного детектора СД) действует сигнал

$$u_{\text{BXCII}}(t) = u_{\text{C}}(t) + u_{\text{II}}(t) - u_{\text{II}}(t) = u_{\text{C}}(t), \quad (2)$$

В СД напряжение сигнала перемножается с напряжением синхронного гетеродина СГ, синхронизированного помехой



$$u_{\text{сг}}(t) = U_{\text{сг}} \sin(\omega_{\text{сг}} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t) = U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t), \quad (3)$$

где  $\Delta\omega$  – девиация частоты.

После перемножения выражений (2) и (3) и фильтрации низкочастотной составляющей в фильтре нижних частот получим низкочастотную составляющую помехи

$$u_{\text{фнч}}(t) = U_{\text{с}} U_{\Pi} (1 + m \sin \Omega t) \cos(\omega_{\Pi} t - \omega_{\text{с}} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t). \quad (4)$$

В модуляторе умножаем напряжение помехи (4) на напряжение несущей СГ ( $U_{\Pi} \sin \omega_{\Pi} t$ ). В результате будем иметь

$$u_{\text{мод}}(t) = \frac{1}{2} U_{\text{с}} U_{\Pi}^2 (1 + m \sin \Omega t) \sin(\omega_{\text{с}} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t) + \\ + \frac{1}{2} U_{\text{с}} U_{\Pi}^2 (1 + m \sin \Omega t) \sin(2\omega_{\Pi} t - \omega_{\text{с}} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t)$$

После фильтрации первой составляющей получим

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} (1 + m \sin \Omega t) \sin(\omega_{\text{с}} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t).$$

Таким образом, выражение для смеси сигнал+помеха  $u_{\text{сп}}(t)$  имеет вид

$$u_{\text{сп}}(t) = U_{\text{с}} (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_{\text{с}} t + \\ + U_{\Pi} (1 + m \sin \Omega t) \sin(\omega_{\text{с}} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t)$$

После вычитания получим

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{сп}}(t) - u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{с}} (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_{\text{с}} t + \\ + U_{\Pi} (1 + m \sin \Omega t) \sin(\omega_{\text{с}} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t) - U_{\Pi} (1 + m \sin \Omega t) \sin(\omega_{\text{с}} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t),$$

или

$$u_{\text{с}}(t) = U_{\text{с}} (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_{\text{с}} t.$$

Таким образом, мы достигли требуемого результата.

Проведем анализ структурной схемы применительно к радиолокационной задаче, которая имеет свои особенности:

- во-первых, сигнал представляет собой множество составляющих, отраженных от блестящих точек самолета

$$u_{\text{с}}(t) = \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_{\text{с}} t + \theta_{ci}), \quad (5)$$

где  $n$  – число блестящих точек ( $n \rightarrow \infty$ );

$k_i$  – коэффициент пропорциональности, учитывающий отражающие свойства  $i$ -й блестящей точки и переход от мощности сигнала к напряжению [2];

$P_i$  – мощность сигнала, принятого от  $i$ -й блестящей точки;

$\omega_c$  – частота сигнала;

$\theta_i$  – начальная фаза сигнала, принятого от  $i$ -й блестящей точки;

Обработка сигнала может производиться на промежуточной частоте радиоприемного устройства (РПрУ) радиолокационной станции (РЛС);

- во-вторых, частота помехи также выделяется на промежуточной частоте РПрУ РЛС

- в-третьих, поскольку неизвестно время прихода импульсного сигнала, необходима непрерывная работа задающего генератора, что требует использования истинно-когерентных РЛС или РЛС с когерентным гетеродином [3].

Еще одной особенностью является специфический спектр обрабатываемого сигнала, обусловленный так называемым “пропеллерным” эффектом т.е. отражением от вращающихся элементов самолета (винтов, лопаток турбин) [4]. Так, для турбовинтового двигателя (Ту-95) скорость вращения винта 750 об/мин. При четырехлопастном винте это соответствует частоте помехи  $\omega_n = 2\pi \cdot 50$  рад/с. Для турбовинтового двигателя скорость вращения вала турбины  $\approx 10000$  об/мин. Число лопаток  $\approx 3000$ . Это соответствует частоте помехи  $\omega_n = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^5$  рад/с.

Вторая составляющая (напряжение помехи)  $u_{\Pi}(t)$  проявляется в частотной модуляции принимаемого сигнала.

$$u_{\Pi}(t) = U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t), \quad (7)$$

где  $U_{\Pi}$  – амплитуда помехи;

$\omega_n$  – несущая частота помехи;

$\Delta\omega$  – девиация частоты;

$\Omega$  – частота модуляции;

Таким образом, на входе системы действует смесь сигнала (6) и помехи (7). Проведем анализ приведенной выше структурной схемы применительно к нашим условиям.

На вход сумматора СМ подается процесс

$$u_{\Sigma\Pi}(t) = u_c(t) + u_{\Pi}(t), \quad (8)$$

и помеха  $u_{\Pi}(t)$ .

После вычитания из смеси (8) помехи  $u_{\Pi}(t)$  на выходе сумматора остается сигнал  $u_c(t)$ , который подается на синхронный амплитудный детектор СД. На второй вход СД подается сигнал синхронного генератора СГ, который синхронизируется помехой (7). На выходе СД будем иметь

$$\begin{aligned} u_{\text{сд}}(t) &= u_c(t) \cdot u_{\Pi}(t) = \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_c t + \theta_i) \cdot U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t) = \\ &= \frac{1}{2} U_{\Pi} \sum_{i=1}^n k_i P_i \cos(\omega_c t + \theta_i - \omega_{\Pi} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t) - \\ &\quad - \frac{1}{2} U_{\Pi} \sum_{i=1}^n k_i P_i \cos(\omega_c t + \theta_i + \omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t) \end{aligned} \quad (9)$$

На выходе СД выделим вторую составляющую (на частоте  $2\omega_{\Pi}$ ).

$$-\frac{1}{2}U_{\Pi} \sum_{i=1}^n k_i P_i \cos(\omega_c t + \theta_i + \omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t)$$

В модуляторе умножим напряжение помехи на напряжение несущей частоты СГ ( $U_{\Pi} \sin \omega_{\Pi} t$ ).

$$\begin{aligned} u_{\text{сд}}(t) \cdot U_{\Pi} \sin \omega_{\Pi} t &= U_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^n k_i P_i \cos(2\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \theta_i) \sin \omega_{\Pi} t = \\ &= \frac{1}{2} U_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_{\Pi} t - 2\omega_{\Pi} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t - \theta_i) + \\ &+ \frac{1}{2} U_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^n k_i P_i \cos(3\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \theta_i). \end{aligned}$$

На выходе модулятора после фильтрации второй составляющей получим процесс, который является помехой

$$u_{\text{мод}}(t) = \frac{1}{2} U_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_{\Pi} t - 2\omega_{\Pi} t - \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t - \theta_i)$$

Таким образом, сумма сигнала и помехи запишется в виде

$$u_{\text{сн}}(t) = \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_c t + \theta_i) - U_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \theta_i)$$

После сложения получим

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) &= u_{\text{сн}}(t) + u_{\text{мод}}(t) = \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_c t + \theta_i) - U_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \theta_i) + \\ &+ U_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_{\Pi} t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \theta_i) = \sum_{i=1}^n k_i P_i \sin(\omega_c t + \theta_i). \end{aligned}$$

Структурная схема устройства представлена на рис. 2.

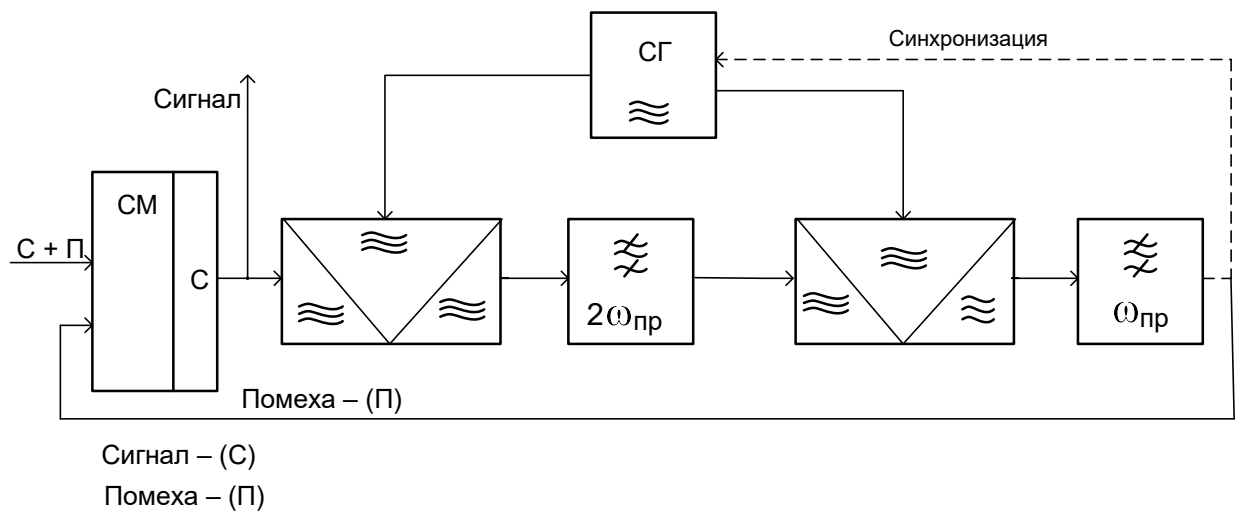


Рис. 2. – Структурная схема устройства устранения “пропеллерного” эффекта при обработке радиолокационного сигнала

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Б.А.Павлов. Синхронный прием. – М.: Энергия, 1977. – 80 с.
2. П.А.Бакулев. Радиолокационные системы. Учебник для вузов – М.: Радиотехника. 2004. – 320 с.
3. Радиотехнические системы: Учебник для вузов по специальности “Радиотехника” /. Ю.П.Гришин, В.П.Ипатов, Ю.М.Казаринов и др.; Под ред. Ю.М.Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
4. Пороговые сигналы. / Перевод с англ. под ред. А.П. Сиверса – М.: Сов. радио, 1952. – 404 с.

УДК 621.396.96.001

## СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Евдокимов О.Ю.

Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог

*Рассмотрено использование системы устранения пропеллерного эффекта в качестве системы определения государственной принадлежности (системы “свой/чужой”)*

*В статье [1] рассмотрена система устранения “пропеллерного” эффекта, смысл работы которой заключается в разделении двух сигналов с перекрывающимися спектрами, а именно, амплитудно-модулированного сигнала и частотно-модулированной помехи. Однако использование такой системы в используемом качестве является не единственным вариантом ее применения.*

Автор данной статьи предлагает еще одно применение, а именно, использование ее в качестве системы определения “свой-чужой”. В стандартном варианте решение задачи “свой-чужой” заключается в использовании системы активной радиолокации с активным ответом, когда на кодированный запрос с Земли самолет отвечает кодированным сигналом. При активной радиолокации надежность опознавания выше, однако, при этом возможна расшифровка ответного сигнала, что демаскирует систему опознавания. Отличительной особенностью системы, описанной в работе [1], является априорное знание спектра принимаемого сигнала, что позволяет использовать когерентный метод обработки. В соответствии с принципом работы системы [1], на выходе СД (и на выходе ФНЧ тоже) будет сигнал вида (смотри рис. 1)

$$u_c(t) = U_C(1 + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \sin \omega_c t. \quad (1)$$

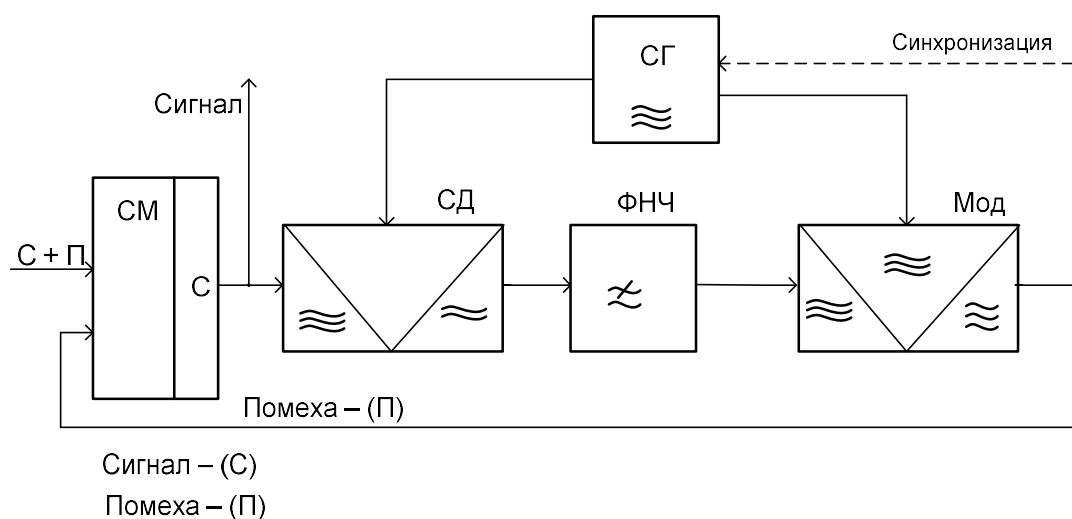


Рис. 1. – Структурная схема устройства разделения амплитудно-модулированного сигнала и частотно-модулированной помехи [1]

На схеме СМ - сумматор, СД - синхронный амплитудный детектор, СГ - гетеродин, синхронизированный частотой помехи; ФНЧ - фильтр нижних частот; Мод - модулятор.

Сигнал вида (1) может быть выделен либо на выходе ФНЧ, либо на выходе полосовых фильтров вместо ФНЧ, что и позволит использовать когерентный метод обработки, так как частоты  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  нам известны.

Подобные решения могут быть использованы и в вертолетных системах [2].

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Евдокимов О.Ю. Устранение пропеллерного эффекта при обработке радиолокационного сигнала – В этом сборнике – Таганрог: ЮФУ. – 2026. – 5 с.
2. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Леценко С.П. и др. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование. // Зарубежная радиоэлектроника. – М.: 1996. – 41 с.

УДК 621.391.8

## ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Евдокимов О.Ю., Бурундасов И.А.

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

Одним из методов повышения эффективности работы систем связи является введения в них алгоритмов адаптации. В данной работе проводится сравнение алгоритмов LMS (Least Mean Squares, алгоритм наименьших средних квадратов), NLMS (NLMS – Normalized Least Mean Squares, нормированный алгоритм наименьших средних квадратов) и RLS (RLS – Recursive Least Squares, рекурсивный алгоритм наименьших квадратов).

Имитационное моделирование выполняется для количественной проверки математической модели системы связи и сравнения указанных алгоритмов. При моделировании были реализованы дискретная модель передатчика, многолучевого канала, адаптивного эквалайзера и блока оценки качества приёма [1-3].

Программный стенд построен по модульному принципу. В его состав входят блок формирования тестовой цифровой последовательности, блок моделирования канала связи, блок добавления аддитивных и импульсных помех, адаптивный приёмник с эквалайзером и контрольно-измерительный блок.

В блоке формирования сигналов генерируется псевдослучайная битовая последовательность, после чего выполняется отображение битов в комплексные символы выбранной цифровой модуляции. Для обучения адаптивного эквалайзера в начале пакета предусматривается известная приёмнику обучающая последовательность. Она используется для вычисления сигнала ошибки и начальной настройки весовых коэффициентов фильтра.

Блок канала реализует многолучевую модель с замираниями Рэлея или Райса. Для формирования помеховой обстановки к сигналу добавляется аддитивный белый гауссовский шум, а при необходимости — импульсная помеха по модели Бернулли-Гаусса. На вход адаптивного эквалайзера поступает сигнал, содержащий межсимвольную интерференцию, шумовые воздействия и случайные изменения амплитуды и фазы.

Адаптивный эквалайзер реализуется в виде КИХ-фильтра с перестраиваемыми весовыми коэффициентами. В одинаковых условиях моделирования последовательно проверяются алгоритмы LMS, NLMS и RLS. Для каждого алгоритма фиксируются динамика среднеквадратической ошибки, установившийся уровень MSE, вероятность битовой ошибки BER и требуемые вычислительные затраты.

Качество настройки адаптивного фильтра оценивается по среднеквадратической ошибке. При моделировании она рассчитывается как среднее значение квадрата модуля сигнала ошибки **MSE** на выбранном интервале наблюдения:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |e(n)|^2,$$

где  $N$  - число отсчётов, используемых при усреднении;  $e(n)$  - сигнал ошибки адаптивного фильтра.

Итоговая достоверность передачи оценивается по вероятности битовой ошибки BER:

$$BER = \frac{N_{err}}{N_{bit}},$$

где  $N_{err}$  — число ошибочно принятых битов;  $N_{bit}$  — общее число переданных битов.

На первом этапе моделирования исследована динамика обучения алгоритмов LMS, NLMS и RLS. Для этого анализировалось изменение среднеквадратической ошибки в зависимости от номера итерации. Такой график позволяет оценить, насколько быстро алгоритм достигает установившегося режима и какой остаточный уровень ошибки сохраняется после завершения обучения. Результаты моделирования представлены на рис. 1.

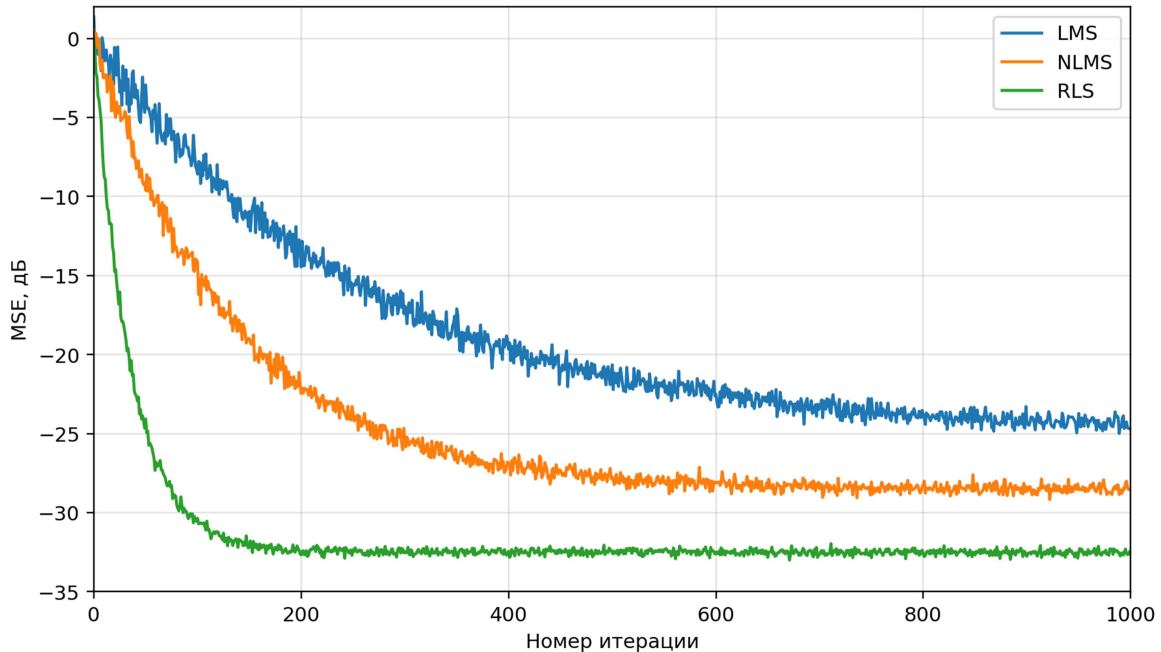


Рис. 1. – Зависимость MSE от номера итерации для алгоритмов LMS, NLMS и RLS.

Из рис. 1 видно, что алгоритм RLS достигает установившегося режима быстрее LMS и NLMS. В рассматриваемом примере RLS выходит на практически постоянный уровень ошибки примерно за 100–120 итераций, тогда как NLMS требует около 400–450 итераций, а LMS — порядка 650–700 итераций. Установившийся уровень MSE также минимален для RLS и составляет около –32,5 дБ. Для NLMS он находится примерно на уровне –28,5 дБ, а для LMS — около –24 дБ. Следовательно, по критериям скорости сходимости и остаточной ошибки алгоритм RLS является наиболее эффективным, а NLMS занимает промежуточное положение между RLS и LMS.

На втором этапе оценивалась помехоустойчивость системы связи. Для этого построена зависимость BER от отношения сигнал/шум (SNR). Моделирование проводилось при одинаковых параметрах многолучевого канала, чтобы сравнение алгоритмов выполнялось в сопоставимых условиях. В качестве дополнительного ориентира

использована эталонная кривая для канала с АБГШ без многолучевого распространения. Результаты приведены на рис. 2.

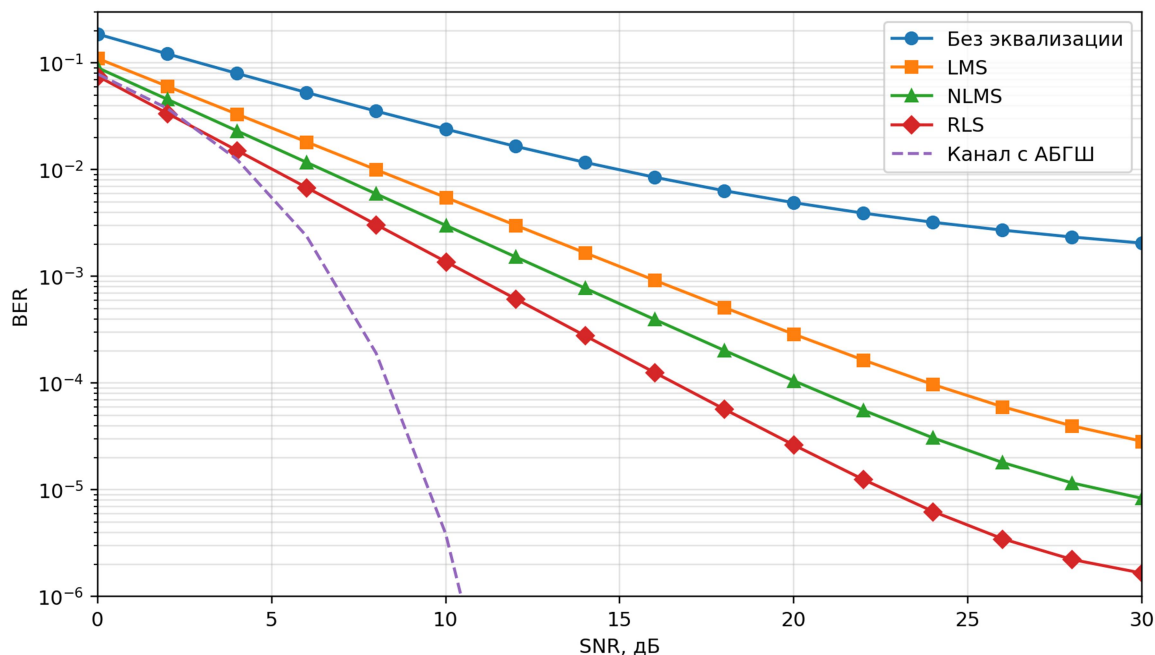


Рис. 2. – Зависимость BER от SNR для системы связи с адаптивной эквализацией.

Из рис. 2 видно, что при отсутствии эквализации многолучевой канал создаёт выраженную межсимвольную интерференцию, поэтому вероятность ошибки снижается медленно даже при увеличении SNR и требуемый уровень  $BER \leq 10^{-5}$  в диапазоне до 30 дБ не достигается. Применение адаптивного фильтра уменьшает влияние межсимвольной интерференции и улучшает BER-характеристику. Алгоритм LMS снижает вероятность ошибки относительно системы без эквализации, однако в рассматриваемом диапазоне SNR также не обеспечивает уверенного достижения уровня  $10^{-5}$ . Алгоритм NLMS достигает требуемого уровня примерно при SNR около 29–30 дБ, а RLS — при SNR около 22–23 дБ. Таким образом, требование по вероятности ошибки выполняется наиболее устойчиво при использовании RLS, тогда как NLMS является более экономичным компромиссным вариантом.

Для наглядной оценки влияния эквализации использованы сигнальные созвездия до и после адаптивной обработки. Такие диаграммы позволяют визуально показать, как многолучевой канал размывает области принятия решений и как эквалайзер восстанавливает структуру сигналов. Результаты представлены на рис. 3.

Сигнальное созвездие до эквализации имеет выраженное рассеяние точек, что связано с действием межсимвольной интерференции, замираний и шумов. После применения LMS структура созвездия частично восстанавливается, однако разброс точек остаётся значительным. Алгоритм NLMS обеспечивает более компактное расположение точек около идеальных позиций, а RLS даёт наименьшее рассеяние и наиболее чёткое разделение областей принятия решений. Обобщённые численные результаты моделирования представлены в таблице 1.

Для дополнительной проверки полноты модели отдельно оценивалось влияние типа замираний. В канале Рэлея отсутствует выраженный прямой луч, поэтому наблюдаются более глубокие провалы уровня сигнала. В канале Райса присутствие регулярной составляющей уменьшает глубину замираний и улучшает условия работы адаптивного эквалайзера. Сравнение двух режимов приведено в таблице 2.

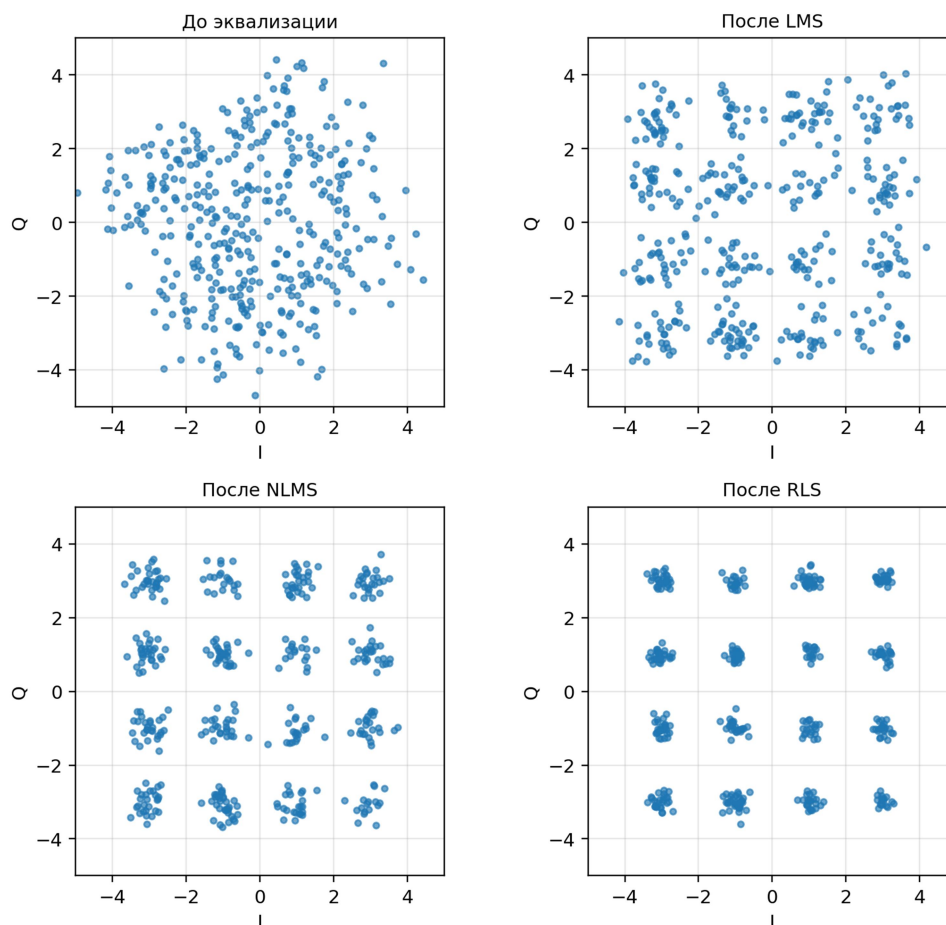


Рис. 3. Сигнальные созвездия на выходе адаптивных эквалайзеров

Таблица 1. Сводная оценка результатов моделирования алгоритмов адаптивной фильтрации

| Режим алгоритм / | Итерации до установления  | Установившийся MSE, дБ | SNR для BER = $10^{-5}$ , дБ | Основной вывод                                                           |
|------------------|---------------------------|------------------------|------------------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| Без эквализации  | —                         | —                      | не достигается до 30 дБ      | МСИ существенно ограничивает достоверность приёма                        |
| LMS              | $\approx 650\text{--}700$ | $\approx -24$          | не достигается до 30 дБ      | Простой алгоритм, но недостаточно эффективен для жёсткого требования BER |
| NLMS             | $\approx 400\text{--}450$ | $\approx -28,5$        | $\approx 29\text{--}30$      | Компромисс между качеством, устойчивостью и вычислительной сложностью    |
| RLS              | $\approx 100\text{--}120$ | $\approx -32,5$        | $\approx 22\text{--}23$      | Лучшие показатели MSE и BER при наибольшей сложности                     |



Таблица 2. Сравнение результатов моделирования для каналов Рэля и Райса.

| Модель канала | Особенность распространения                                          | Изменение BER при одинаковом SNR            | Вывод                                                           |
|---------------|----------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------|
| Рэля          | Прямой луч отсутствует, сигнал формируется отражёнными составляющими | BER выше, чаще возникают глубокие замирания | Наиболее тяжёлый режим для адаптивной эквализации               |
| Райса         | Присутствует прямой луч и рассеянные составляющие                    | BER ниже по сравнению с каналом Рэля        | Эквализация работает устойчивее за счёт регулярной составляющей |

Также отдельно учитывалось влияние импульсных помех. Такие помехи имеют малую длительность, но большую амплитуду и могут вызывать резкие выбросы сигнала ошибки. Сравнение устойчивости алгоритмов при добавлении импульсной составляющей приведено в таблице 3.

Таблица 3. Влияние импульсных помех на работу адаптивных алгоритмов.

| Условия помеховой обстановки | LMS                                                                       | NLMS                                                | RLS                                                                        |
|------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------|
| Только АБГШ                  | Сходится медленно, но сохраняет устойчивость при правильно выбранном шаге | Сходится быстрее LMS за счёт нормировки шага        | Обеспечивает минимальный уровень MSE                                       |
| АБГШ + импульсная помеха     | Наиболее заметный рост ошибки, возможны выбросы адаптации                 | Умеренный рост ошибки, устойчивость выше, чем у LMS | Наименьший рост ошибки, но возрастает вычислительная нагрузка              |
| Инженерный вывод             | Требует аккуратного выбора шага и ограничения выбросов                    | Предпочтителен как практический компромисс          | Эффективен при строгих требованиях к BER и наличии вычислительных ресурсов |

Полученные результаты показывают, что импульсные выбросы ухудшают качество настройки всех алгоритмов, однако степень ухудшения различна. Наиболее чувствительным является LMS, поскольку ошибка непосредственно участвует в обновлении коэффициентов. NLMS частично снижает влияние изменения мощности входного сигнала, а RLS сохраняет лучшие показатели, но требует большего объёма вычислений. При практической реализации целесообразно дополнительно применять ограничение амплитуды выбросов или предварительное подавление импульсных помех.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бояркина, У. В. Введение в теорию цифровой обработки сигналов / У. В. Бояркина, А. А. Грецков. – Санкт-Петербург : Лань, 2024. – 184 с.
2. Варгаузин, В. А. Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие / В. А. Варгаузин. – Санкт-Петербург : СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2023. – 112 с. – URL: <https://elibr.spbstu.ru/dl/5/tr/2023/tr23-103.pdf> (дата обращения: 10.06.2026).
3. Raximov, B. N. Implementation of adaptive noise reduction filters based on MATLAB / B. N. Raximov, B. N. Rakhimov, O. O. Khakimov // Scientific Journal. – 2023. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/implementation-of-adaptive-noise-reduction-filters-based-on-matlab> (дата обращения: 10.06.2026).

УДК 621.391.8

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ УЗКОПОЛОСНОГО ФИЛЬТРА ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Евдокимов О.Ю., Волохов Ф.В.

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

Узкополосные фильтрующие устройства дециметрового диапазона длин волн активно эксплуатируются в составе приёмо-передающих комплексов систем связи, телевизионного вещания и контрольно-измерительного оборудования. Задача настоящего исследования заключается в разработке цифровой модели и сравнении ее с результатами эксперимента для последующего применения, например, в сетях кабельной связи [1].

В рамках данного исследования выбрана трубчатая конфигурация фильтра - в силу технологической доступности и относительной простоты производственного цикла.

Структурная схема исследуемого фильтра представлена на рис. 1. Расчёт параметров устройства выполнен в соответствии с методикой, изложенной в источнике [6]. Внешний вид элементов фильтра показан на рис. 2. Основные параметры элементов приведены в таблицах 1 и 2.

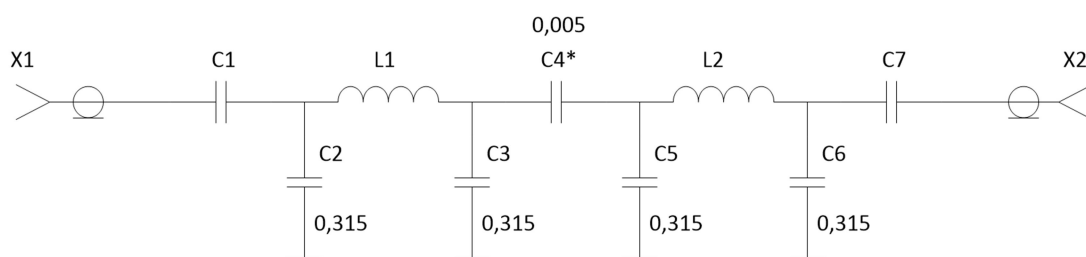


Рис. 1. –Принципиальная схема полосового фильтра

Ёмкость плоских конденсаторов определяется формулой [7]:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot S}{d}.$$

Окончательные расчёты дают:

$$C = \frac{6,28 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 1,41 \cdot 10^{-3}}{\ln \frac{7}{4,25}} = \frac{1,56 \cdot 10^{-15}}{0,498} = 314,7 \cdot 10^{-15} = 0,315 \text{ нФ}$$

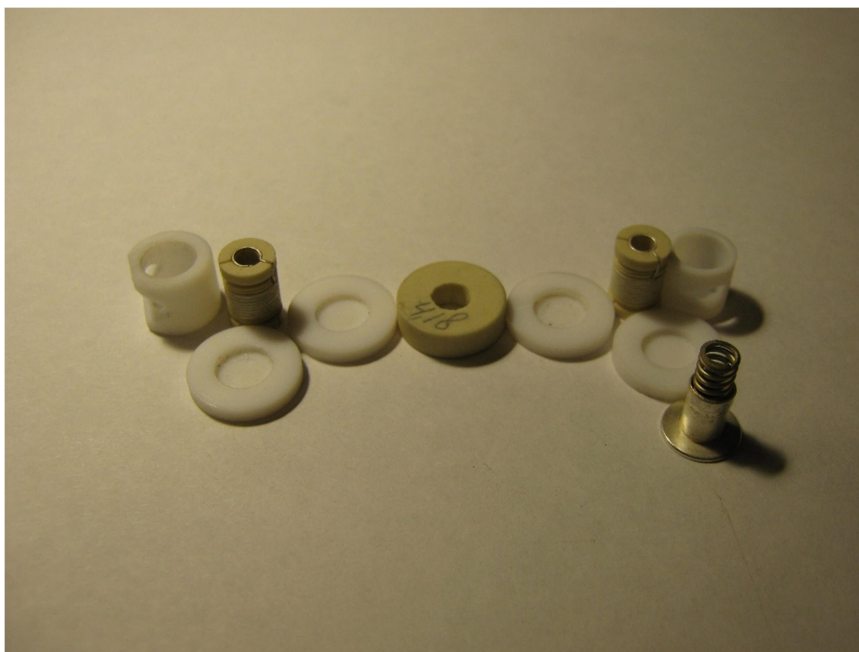


Рис. 2. –Составные части фильтра

Таблица 1. Геометрические размеры фильтра

| Позиционное обозначение | Диаметр обкладки, мм                    | Толщина изолятора, мм | $\varepsilon$ изолятора | Ёмкость, пФ | Наименование               |
|-------------------------|-----------------------------------------|-----------------------|-------------------------|-------------|----------------------------|
| $C_2, C_3, C_5, C_6$    | $D_1 = 2R_1 = 14$<br>$D_2 = 2R_2 = 8,5$ | 2,75                  | 2                       | 0,315       | Конденсатор цилиндрический |
| $C_1, C_7$              | 12                                      | 0,5                   | 2                       | 4           | Конденсатор плоский        |
| $C_4$                   | 3                                       | 5,18                  | 2                       | 0,005       | Конденсатор плоский        |
| -                       | Внутренний диаметр 14 мм                |                       |                         |             | Корпус                     |
| $X_1, X_2$              | По типу СР50-112фВ                      |                       |                         |             | Гнездо                     |

Таблица 2. Геометрические размеры катушек

| Позиционное обозначение | Число витков | Длина намотки, мм | Провод | Диаметр каркаса, см | Индуктивность, нГн | Наименование          |
|-------------------------|--------------|-------------------|--------|---------------------|--------------------|-----------------------|
| $L_1, L_2$              | 7            | 4                 | ММ-0,3 | 0,85                | 495                | Катушка индуктивности |

Процедура компьютерного моделирования фильтра была реализована в среде САПР Microwave Office (MWO) [8]. На рис. 3 представлена виртуальная модель фильтра, сформированная в рамках указанной программной платформы.

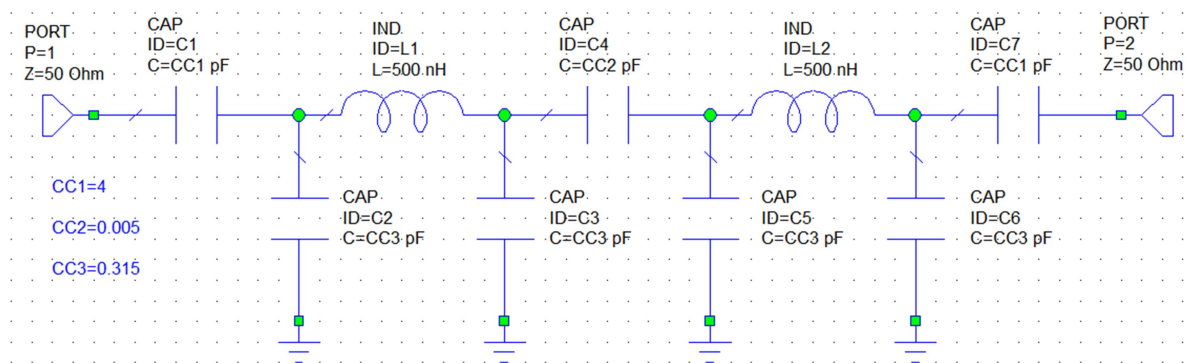


Рис. 3. – Модель фильтра в MWO

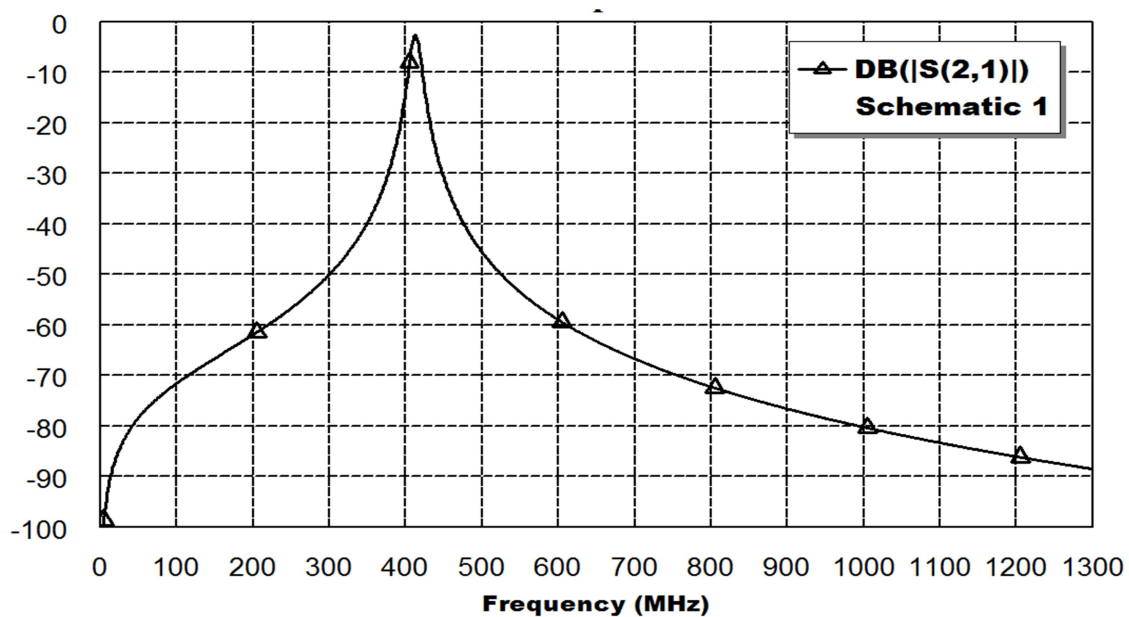


Рисунок 4 – АЧХ фильтра в полосе 1300 МГц из MWO

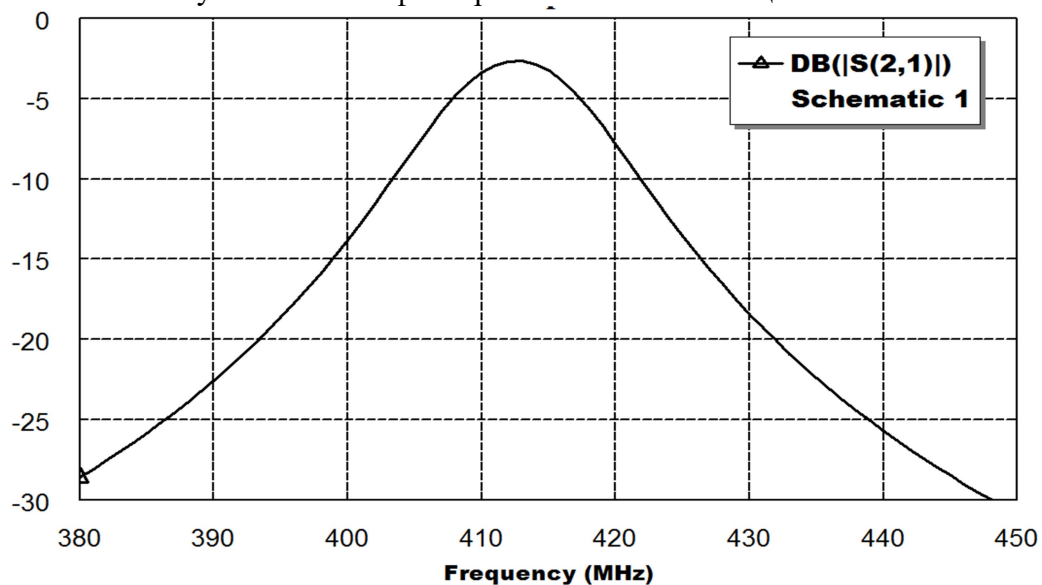


Рис. 5. – АЧХ фильтра в полосе от 380 до 450 МГц из MWO

Эксперименты проводились на с помощью анализатора. «Обзор-103».

Сначала проводилось измерение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра в предельном рабочем диапазоне частот (см. рис. 6), а затем в ближней зоне — результаты представлены на рис. 7.

Анализ представленных графических материалов (рис. 6 и 7) позволяет сформировать количественные оценки ключевых параметров исследуемого устройства.

Сравнение результатов моделирования и эксперимента приведено в таблице 3.

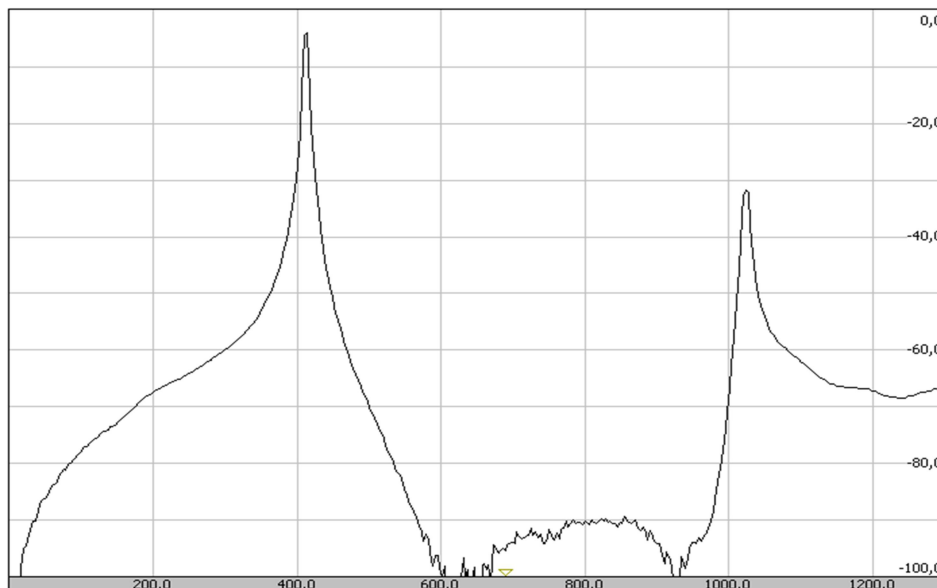


Рис. 6. – АЧХ фильтра в полной полосе прибора «Обзор-103»

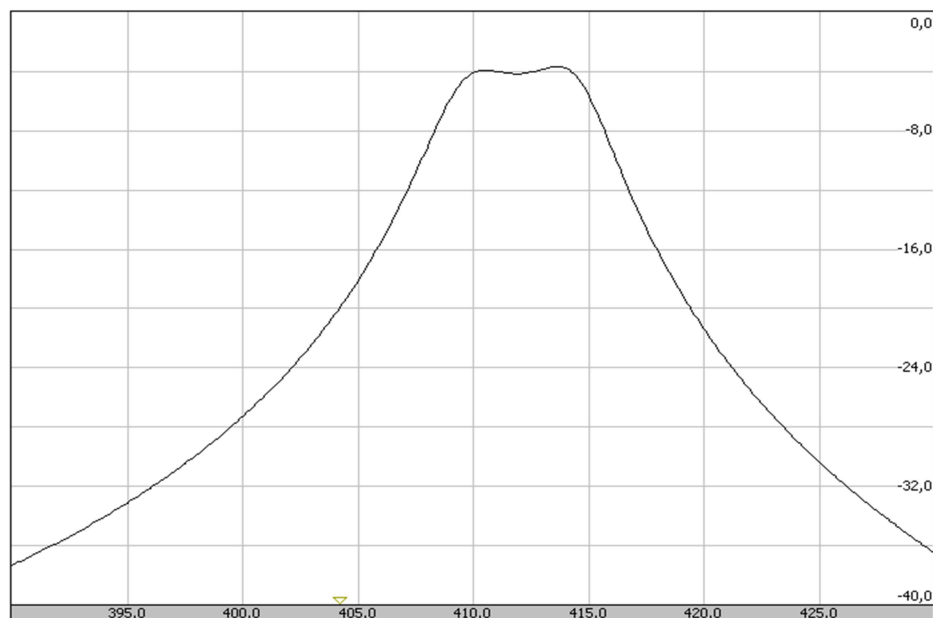


Рис. 7. – АЧХ фильтра в ближней зоне

Таблица 3. Основные параметры фильтра

| Наименование параметра, размерность                          | Задано | Моделирование | Эксперимент |
|--------------------------------------------------------------|--------|---------------|-------------|
| Верхняя граничная частота полосы пропускания, МГц            | 415    | 418           | 415         |
| Нижняя граничная частота полосы пропускания, МГц             | 408    | 407           | 408         |
| Потери в полосе пропускания, дБ                              | 6      | 6             | 6           |
| Потери в полосе заграждения от 610 до 1000 МГц, дБ           | 60     | 60            | 60          |
| Волновое сопротивление входа и выхода, Ом                    | 50     | 50            | 50          |
| Потери в полосе заграждения от 1000 до 1300 МГц не менее, дБ | 30     | >80           | 32          |

Из этой таблицы видно, что все требования к фильтру выполняются. Отсутствие паразитных резонансов при моделировании можно объяснить приближенностью модели на LC элементах. В то же время включение в модель отрезков коаксиальной линии вместо цилиндрических конденсаторов авторы считают нецелесообразным.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Реушкин Н.А. Системы коллективного телевизионного приёма -М.: Радио и связь, 2002. -168с.
2. Речицкий В.И. Радиокomпоненты на ПАВ. -М.: Радио и связь, 1984. -112с.
3. Зикий А.Н., Златман П.Н., Власенко Д.В. Фильтр на ПАВ. Электротехнические и информационные компоненты и системы. -2013. -том 9, №3, с. 5-7.
4. Ханзел Г. Справочник по расчёту фильтров. -М.: Сов. Радио, 1974. -288с.
5. Андрианов А.В., Зикий А.Н., Мишечка А.Н. Экспериментальное исследование фильтра на спиральных резонаторах. -Наука 21 века: открытия, инновации, технологии. Сборник научных трудов по материалам международной научно-практической конференции 30 апреля 2016 г. Часть 3. Смоленск, ООО «Новоленко», 2016, с. 16-18.
6. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Том 2. -М.: Связь, 1972. -496с.
7. Петров К.С. Радиоматериалы, радиокomпоненты и электроника. Учебное пособие, СПб, Питер, 2003. -512с.
8. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ с помощью Microwave Office. -М.: Солон-Пресс, 2003. -496 с.

УДК 621.396.96.001

### ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ ДЕМОДУЛЯТОРА ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Евдокимов О.Ю., Кочубей И.С.

Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог

Системы демодуляции в значительной степени определяют качество приема сигналов и устойчивость к помехам при передаче информации [1, 2]. В работе рассматривается вариант построения демодулятора фазоманипулированных сигналов.

Телекоммуникационная отрасль в современных условиях характеризуется ускоренными темпами технологического развития. Ключевыми компонентами данного сегмента выступают спутниковые и радиорелейные системы связи, инфраструктура мобильной и магистральной передачи данных, компьютерные сетевые структуры, комплексы цифровой трансляции, а также системы доставки цифрового телевизионного сигнала. Комплекс возникающих в рамках эксплуатации указанных систем технических вызовов подлежит нивелированию посредством внедрения цифровых систем передачи информации

(ЦСПИ). Данные системы базируются на применении дискретных сигналов и реализуют различные методы сигнальной манипуляции, обеспечивающие повышение надёжности и эффективности транспортировки данных, в данном случае нас интересует фазовая манипуляция.

В современной практике проектирования демодулирующих устройств приоритетным вектором совершенствования выступает интеграция алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС). Реализация ЦОС-подхода обеспечивает ряд эксплуатационных преимуществ относительно классических аналоговых архитектур, в числе которых:

- детерминированность параметров обработки (гарантированная стабильность характеристик вне зависимости от внешних факторов);
- реализация механизмов автоматической адаптации к изменяющимся условиям радиоприёма;
- обеспечение универсальности демодуляторов — в том числе по тактовой частоте и виду модуляции — за счёт программно-конфигурируемой логики при сохранении неизменной аппаратной платформы.

Текущий этап развития отрасли характеризуется фокусом на достижении предельно возможных (потенциально достижимых) значений указанных метрик. Решение соответствующих технических задач реализуется посредством обоснованного выбора сигнально-кодовых конструкций, а также применения оптимизированных методов формирования и приёма радиосигналов, обеспечивающих максимальную информационную эффективность системы.

Источники информационных сообщений генерируют электрические сигналы в цифровой либо аналоговой форме, семантически соответствующие передаваемым данным. При работе с аналоговыми источниками обязательным этапом является квантование и дискретизация сигнала, реализуемые посредством аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Модуль формирования цифрового потока выполняет преобразование исходного сообщения в битовую последовательность  $\{a_i\}$ , которая далее отображается в временную последовательность электрических импульсов  $v(t)$  с длительностью элементарного символа  $T_b$ .

Канал связи реализует физическую передачу сигнала между передающим и приёмным сегментами системы. В качестве среды распространения могут выступать: двухпроводная линия передачи (для проводных каналов), волоконно-оптическая линия (с модуляцией светового потока), гидроакустический канал (в подводной среде) либо радиоканал в свободном пространстве (с излучением через антенную систему).

По завершении передачи по каналу связи сигнал поступает в приёмный тракт. Структурная организация приёмной части системы связи представлена на рис. 1 [3, 4].

На входе приёмного устройства сигнал, прошедший через интерфейсный модуль сопряжения с каналом, подаётся на линейный тракт приёмника. В рамках данного тракта реализуются следующие операции: частотная селекция полезного сигнала, гетеродинное преобразование частоты до промежуточного значения, подавление побочных и паразитных спектральных компонент, возникающих в процессе преобразования, а также усиление сигнала с одновременной стабилизацией его мощности.

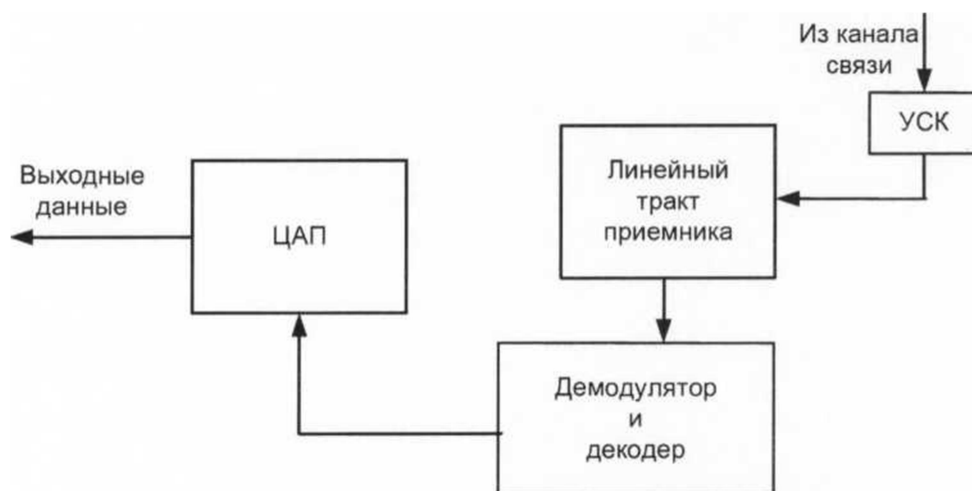


Рис. 1. – Упрощенная структурная схема приемной части системы связи

На рис. 1 приняты следующие условные обозначения: УСК - устройство сопряжения с каналом; ЦАП - цифро-аналоговый преобразователь.

Основной интерес для нас представляет демодулятор.

На основе анализа блок-схемы системы связи рассматривается функциональная схема почти когерентного демодулятора,

В составе демодулирующего устройства реализована система фазовой автоподстройки частоты, выполняющая функцию узкополосного следящего фильтра. При условии предварительной настройки тактовой синхронизации демодулятора становится возможным построение его функциональной архитектуры на базе оптимального алгоритма почти когерентного приёма дискретных сигналов с фазовой манипуляцией [2, 3].

Функциональная схема демодулятора, реализующего обработку сигналов с фазовой манипуляцией в соответствии с указанными оптимальными алгоритмами приёма, представлена на рис. 2.

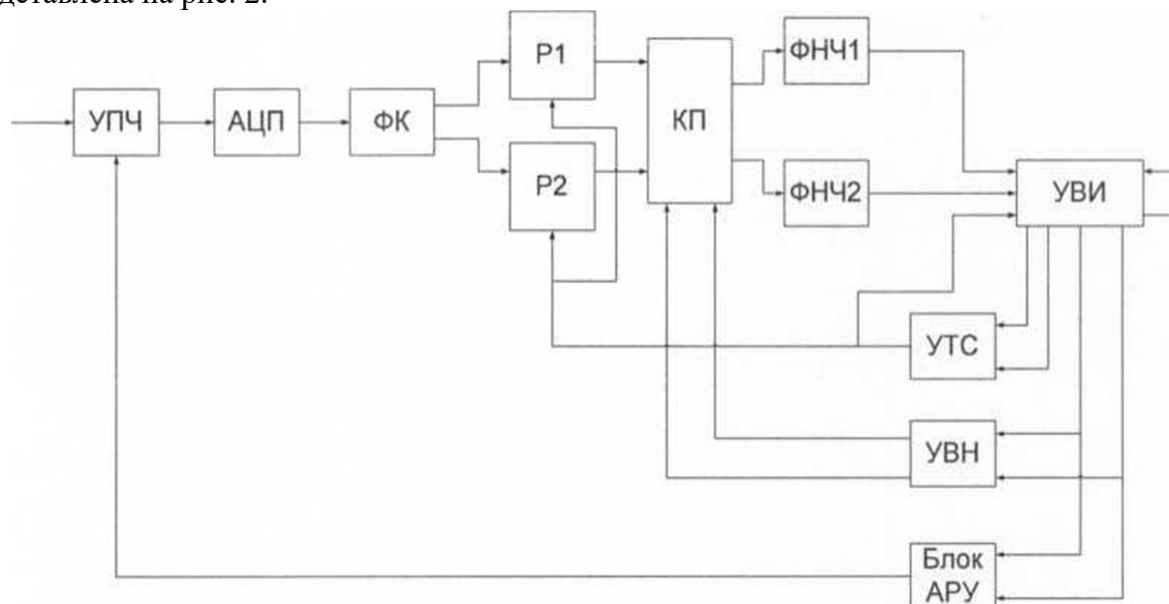


Рис. 2. – Функциональная схема демодулятора

На рис.2 приняты следующие условные обозначения: УПЧ - усилитель промежуточной частоты; АЦП - аналого-цифровой преобразователь; ФК - формирователь квадратур; Р1, Р2 – ресэмплеры; КП - комплексный перемножитель; АРУ - автоматическая



регулировка усиления; УВИ - устройство выделения информации; УТС - устройство тактовой синхронизации; УВН - устройство восстановления несущей; ФНЧ1, ФНЧ2 - фильтры нижних частот.

В силу предположений об успешной работе систем тактовой синхронизации и фазовой автоподстройки частоты данный демодулятор будет близок к оптимальному.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Скляр Б. Цифровая связь: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
2. Побережский Е.С. Цифровые радиоприемные устройства. - М.: Радио и связь, 1987. - 184 с.
3. Мартиросов В.Е. Теория и техника приема дискретных сигналов ЦСПИ: Учебное пособие. - М.: Радиотехника, 2005. - 144 с.
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. - СПб.: Питер, 2002. - 608 с.

УДК 621.391.8

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ФИЛЬТРОВ СЕЛЕКЦИИ ДВЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Евдокимов О.Ю., Пенчуков И.А.

Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог

Селекция движущихся целей является одной из важнейших задач радиолокации.

Объектом исследования станет доплеровский фильтр селекции движущихся целей (фильтр СДЦ), занимающий ключевое место в структуре цифрового тракта радиолокационной станции (РЛС). Предназначением данного фильтра является селекция по скоростям сигналов мешающих отражений.

В рассматриваемой системе используется фильтр с одной линией задержки, предполагающий моноимпульсный зондирующий сигнал. Однако возникает вопрос, как скажется на качестве селекции выбор сканирующего сигнала в виде пачки импульсов, и, соответственно, использование доплеровских фильтров более высоких порядков.

Ниже проведен сравнительный анализ фильтров СДЦ 1-го, 2-го и 3-го порядков, а также для каждого порядка дано сравнение модуля коэффициента передачи для различных значений параметров.

На рис. 1 приведена структурная схема и выражение для коэффициента передачи в  $z$ -области для фильтра 1-го порядка [1]):



Рис. 1. –Доплеровский фильтр 1-го порядка

Используя программный пакет Matlab, выполним построение передаточной функции фильтра (зависимости коэффициента передачи от нормированной скорости, где нормировка

осуществляется по отношению к первой слепой скорости). Первая слепая скорость может быть вычислена в соответствии со следующим выражением, [2-3]:

$$V_B = \lambda f_r / 2,$$

где  $f_r$  – средняя частота повторения импульсов РЛС, Гц.

На рис. 2 приведен фрагмент кода, описывающий построение модуля коэффициента передачи фильтра:

```
%% get fitlers for 1-step compensator

k1_1 = [-0.5 0 0.5];
bz_1 = [-1 1];

figure(1)

for i = 1:3
    az_1 = [-k1_1(i) 1];
    [hz_1 vz_1] = freqz(bz_1, az_1, [], 1, 'whole');
    plot(vz_1, 10*log10(abs(hz_1)), 'linewidth', 3)
    hold on
end

hold off
title('amplitude-velocity response')
xlabel('v/v_{b}')
ylabel('magnitude, dB')
legend('k_{1} = -0.5', 'k_{1} = 0', 'k_{1} = 0.5', 'Location', 'southeast')
grid minor
```

Рис. 2. –Программный код для доплеровского фильтра 1-го порядка

Построение модуля коэффициента передачи выполним для трех значений параметра  $k_1$ :  $k_1=-0,5$ ;  $k_1=0$ ;  $k_1=0,5$ . График модуля коэффициента передачи приведен на рис. 3:

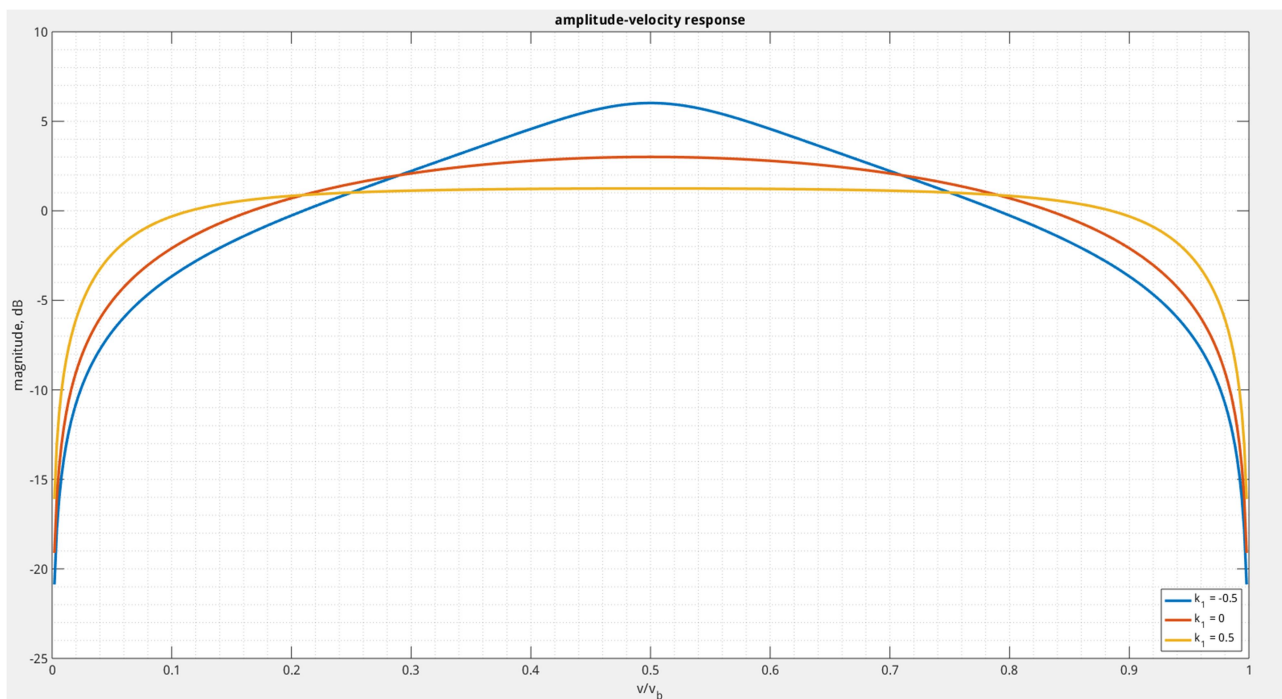


Рис. 3. –Модуль коэффициента передачи доплеровского фильтра 1-го порядка

Из рисунка видно, что, при увеличении значения параметра  $k_1$  селективные свойства фильтра улучшаются.

На рис. 4 приведена структурная схема и выражение для коэффициента передачи в  $z$ -области для фильтра 2-го порядка:

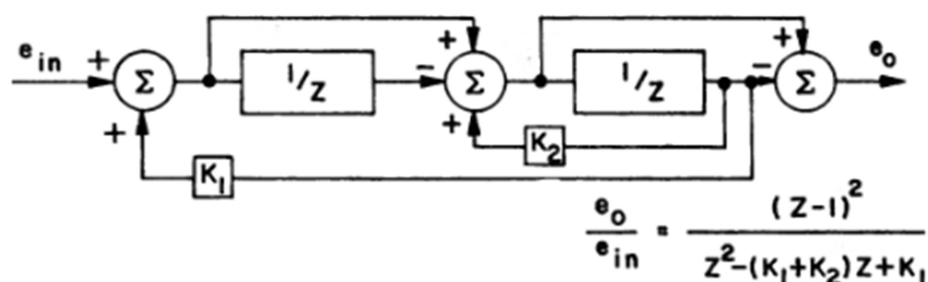


Рис. 4. –Доплеровский фильтр 2-го порядка

На рис. 5 приведен фрагмент кода, описывающий построение модуля коэффициента передачи фильтра:

```

%% get fitlers for 2-step compensator

k_2 = [0.5 0; 0.2 0.6; 0 0; 0.2 -0.6];
bz_2 = [1 -2 1];

figure(2)

for i = 1:4
    az_2 = [k_2(i, 1) k_2(i, 1)-k_2(i, 2) 1];
    [hz_2 vz_2] = freqz(bz_2, az_2, [], 1, 'whole');
    plot(vz_2, 10*log10(abs(hz_2)), 'lineWidth', 3)
    hold on
end

hold off
title('amplitude-velocity response')
xlabel('v/v_{b}')
ylabel('magnitude, dB')
legend('k_{1} = 0.5, k_{2} = 0', 'k_{1} = 0.2, k_{2} = 0.6', 'k_{1} = 0, k_{2} = 0',
       'k_{1} = 0.2, k_{2} = -0.6', 'Location', 'southeast')
grid minor

```

Рис. 5. – Программный код для доплеровского фильтра 2-го порядка

Построение модуля коэффициента передачи выполним для четырех наборов значений параметров  $k_1$  и  $k_2$ : (0,5; 0), (0,2; 0,6), (0; 0), (0,2; -0,6). График модуля коэффициента передачи приведен на рис. 6:

Из рисунка видно, что, при уменьшении  $k_1$  при неизменном  $k_2$  селективная способность фильтра увеличивается. При неизменном  $k_1$  улучшение селективности происходит при увеличении  $k_2$ .

На рис. 7 приведена структурная схема и выражение для коэффициента передачи в  $z$ -области для фильтра 3-го порядка:

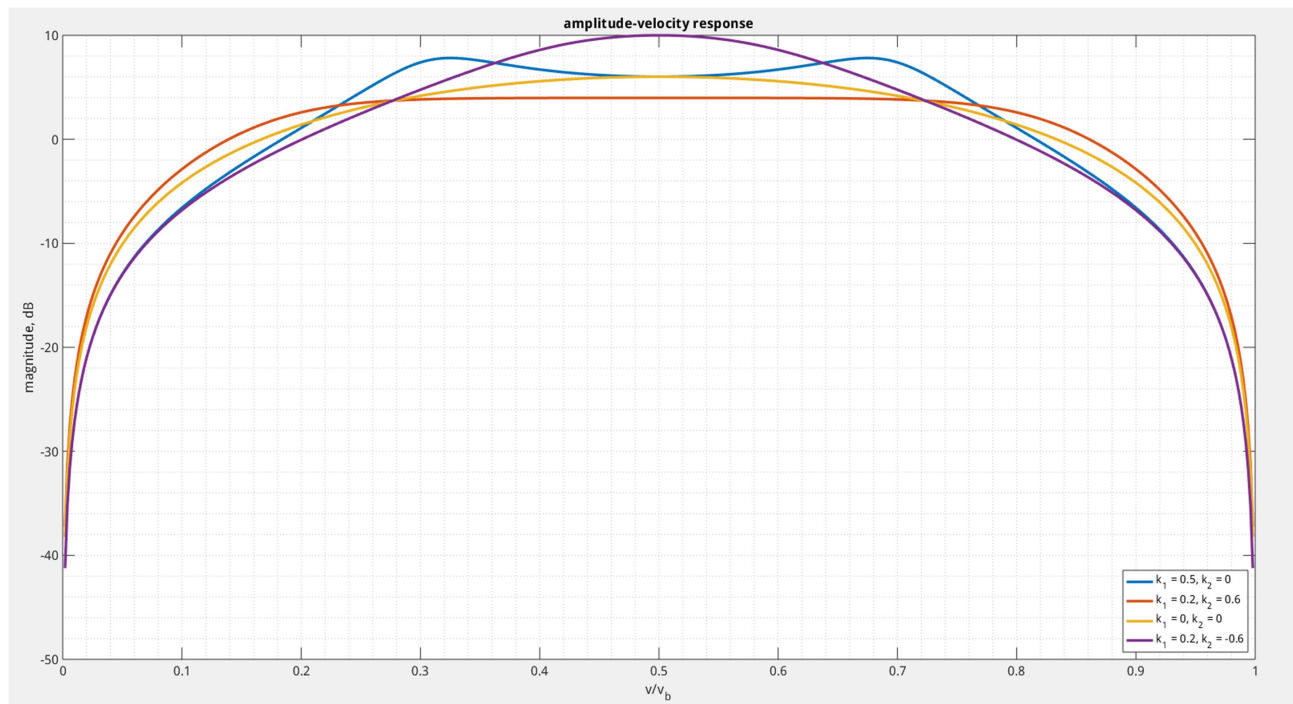


Рис. 6. Модуль коэффициента передачи доплеровского фильтра 2-го порядка

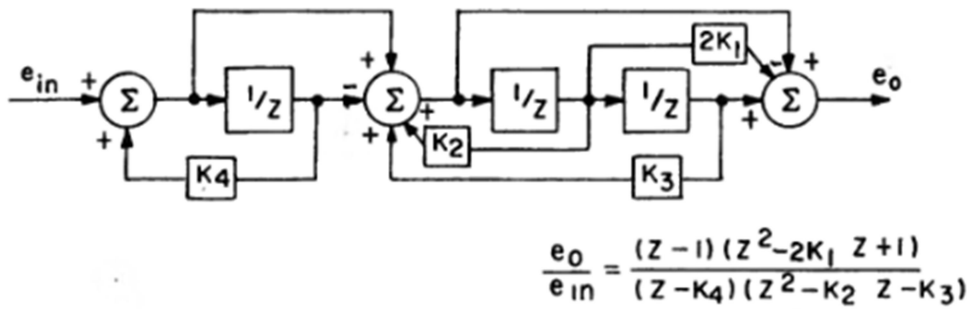


Рис. 7 – Доплеровский фильтр 3-го порядка

На рис. 8 приведен фрагмент кода, описывающий построение модуля коэффициента передачи фильтра.

```
%% get fitlers for 3-step compensator

k_3 = [1 1.2 -0.7 0.088; 0.98 0.71 -0.25 0.5; 1 0 0 0];
bz_3 = [1 -2 1];

figure(3)

for i = 1:3
    az_3 = [k_3(i, 3)*k_3(i, 4) k_3(i, 2)*k_3(i, 4)-k_3(i, 3) -k_3(i, 2)-k_3(i, 4) 1];
    bz_3 = [-1 1+2*k_3(i, 1) -2*k_3(i, 1)-1 1];
    [hz_3 vz_3] = freqz(bz_3, az_3, [], 1, 'whole');
    plot(vz_3, 10*log10(abs(hz_3)), 'lineWidth', 3)
    hold on
end

hold off
title('amplitude-velocity response')
xlabel('v/v_{b}')
ylabel('magnitude, dB')
legend('k_{1} = 1, k_{2} = 1.2, k_{3} = -0.7, k_{4} = 0.088', 'k_{1} = 0.98, k_{2} = 0.71, k_{3} = -0.25, k_{4} = 0.5',
'k_{1} = 1, k_{2} = 0, k_{3} = 0, k_{4} = 0', 'Location', 'southeast')
grid minor
```

Рис. 8. – Программный код для доплеровского фильтра 3-го порядка

Построение модуля коэффициента передачи выполним для трех наборов значений параметров  $k_1$ ,  $k_2$  и  $k_3$ : (1; 1,2; -0,7; 0,088), (0,98; 0,71; -0,25; 0,5), (1; 0; 0; 0). График модуля коэффициента передачи приведен на рис. 9:

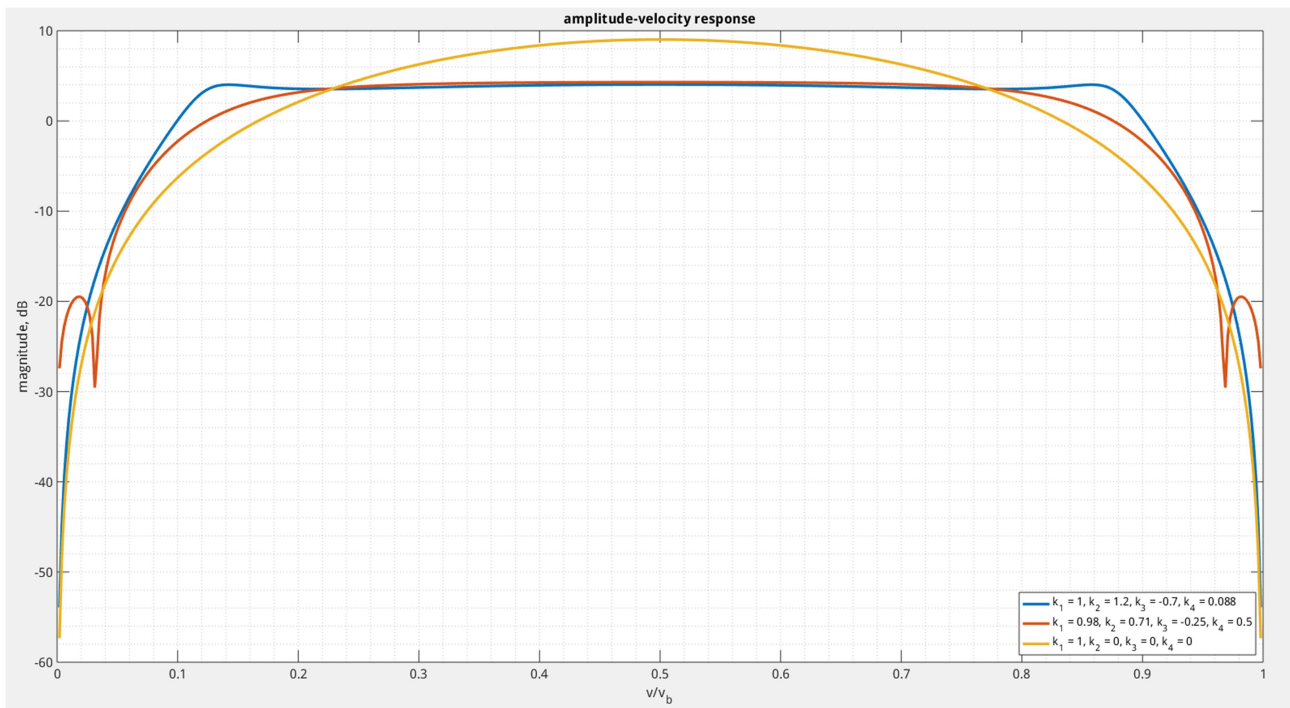


Рис. 9. – Модуль коэффициента передачи доплеровского фильтра 3-го порядка

По построенным характеристикам определим относительную полосу режекции по уровню -6 дБ относительно среднего коэффициента передачи. Для доплеровского компенсатора 1-го порядка она составит всего 24% однозначного доплеровского диапазона частот, для компенсатора 2-го порядка – 36%, для компенсатора 3-го порядка – 45%. Из этого следует, что имеет смысл увеличивать порядок фильтра, находя компромисс между эффективностью селекции и сложностью вычислений.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Справочник по радиолокации в 2 книгах. Книга 1 / М.И. Сколник; Москва: Техносфера, 2014. – 672 с.
2. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов; Москва: Высшая школа, 1990. – 496 с.
3. Проектирование радиотехнических систем: учебное пособие / В.А. Алехин, В.Т. Лобач, М.В. Потипак; Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 218 с.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                                                                                                 |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Бритвина Ж. Е., Дятлов П.А. АЛГОРИТМ НЕКОГЕРЕНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ С КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ В КАНАЛАХ ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ ..... | 3  |
| Волков А. А., Бабин Д. О. ПРИМЕНЕНИЕ МУЛЬТИВЕЙВЛЕТА DGHM ДЛЯ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ .....                                              | 7  |
| Архипова В. Н., Луц И. А. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЧЕТЫРЕХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА .....                                                               | 10 |
| Аванесов В.М., Лобанова Е.А. ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ИСКАЖЕНИЙ И СТАБИЛИЗАЦИЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ В ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ .....                                          | 14 |
| Коростов В.В., Вишневецкий В.Ю. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ АЛГОРИТМА КЛАССИФИКАЦИИ МИОГРАФИЧЕСКОГО СИГНАЛА В ЦЕЛЯХ УПРАВЛЕНИЯ БИОНИЧЕСКИМ ПРОТЕЗОМ ВЕРХНИХ КОНЕЧНОСТЕЙ .....   | 20 |
| Маслова Л.В., Деркачев В.А. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА АЛГОРИТМОВ СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ НА ЧАСТОТЕ 40 кГц.....                                                                | 23 |
| Лященко А.А., Рассолов М.А., Веревкина Л.С. ОЦЕНКА НАДЁЖНОСТИ БПЛА С НЕЙРОСЕТЕВОЙ СИСТЕМОЙ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ АВТОМОБИЛЕЙ .....                              | 26 |
| Рассолов М.А., Лященко А.А., Пшихопова К.В.МОДЕРНИЗАЦИЯ КВАДРОККОПТЕРА «КЛЕВЕР 4» ДЛЯ УЧАСТИЯ В СОРЕВНОВАНИЯХ «АЭРОБОТ».....                                                    | 30 |
| Лебедев А.Д., Катасонов Р.С., Украинский В.М. РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ УДАЛЕННЫХ ЦЕЛЕЙ.....                                                                         | 33 |
| Хатламаджиян Д.С. СИСТЕМА САМОНАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С КОРРЕКЦИЕЙ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК .....                                                                     | 37 |
| Власов С.А. ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ С КАМ-4.....                                                                                                                                   | 40 |
| Егоров Д.А., Терешков В.В.. КОНТРОЛЬ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ГЛАЗКОВОЙ ДИАГРАММЫ.....                                                                | 44 |
| Кочергин И.О. QPSK-ДЕМОДУЛЯТОР НА БАЗЕ SDR-ПРИЁМНИКА НАСКRF ONE.....                                                                                                            | 48 |
| Ефимов С.Д. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АНСАМБЛЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В ДАЛЬНЕЙ ЗОНЕ .....                                                                      | 51 |
| Дрига Д.А., Корниенко В.Т. ПРОГРАММНАЯ МОДЕЛЬ ПРОТОКОЛА АХ.25 ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАКЕТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ.....                                                    | 55 |

|                                                                                                                                                 |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Крышталеви́ч К.И. ПРОГРАММНАЯ ЭМУЛЯЦИЯ ПРОТОКОЛА MNP10<br>С ВИЗУАЛИЗАЦИЕЙ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ                                                    | 60  |
| Щербаков А. Д., Корниенко В.Т. РАЗРАБОТКА ЗАЩИЩЕННОЙ<br>СИСТЕМЫ СВЯЗИ С МНОГОУРОВНЕВЫМ ШИФРОВАНИЕМ И<br>СТЕГАНОГРАФИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИЕЙ      | 64  |
| Смола И.А. ПРОГРАММНАЯ ЭМУЛЯЦИЯ ПРОТОКОЛА MNP10 С<br>ВИЗУАЛИЗАЦИЕЙ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ                                                           | 67  |
| Сидоров И. В. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА SPA-<br>ПРИЛОЖЕНИЯ ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИНА «RADIO.MARKET»                                                   | 71  |
| Татусев А. П. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА УЧЕБНОГО<br>МЕССЕНДЖЕРА MyMess                                                                        | 76  |
| Коростов А.В. МОНОИМПУЛЬСНАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ<br>СТАНЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА                                              | 79  |
| Колесова К.А., Леонова А.В. РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ<br>IoT-СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ МИКРОКЛИМАТА И ОСВЕЩЕННОСТИ В<br>КЛЕТКЕ ДЛЯ ДЕКОРАТИВНЫХ ПТИЦ | 82  |
| Слюсаренко М. А., Веревкина Л. С. ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ БЛА ДЛЯ<br>ТЕПЛОВИЗИОННОГО ОБСЛЕДОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ                                            | 85  |
| Веревкин А. Л., Пшихопова К. В., Веревкина Л. С. ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ<br>ИНТЕНСИВНОСТИ ОТКАЗОВ СЛОЖНОЙ МУЛЬТИАГЕНТНОЙ СИСТЕМЫ                         | 88  |
| Евдокимов О.Ю. УСТРАНЕНИЕ ПРОПЕЛЛЕРНОГО ЭФФЕКТА ПРИ<br>ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА                                                      | 91  |
| Евдокимов О.Ю. СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ<br>ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ                                                                      | 96  |
| Евдокимов О.Ю., Бурундасов И.А. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ<br>АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ                                               | 97  |
| Евдокимов О.Ю., Волохов Ф.В. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ<br>РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ<br>УЗКОПОЛОСНОГО ФИЛЬТРА ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН        | 102 |
| Евдокимов О.Ю., Кочубей И.С. ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ<br>ДЕМОДУЛЯТОРА ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ                                                   | 106 |
| Евдокимов О.Ю., Пенчуков И.А. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ<br>ФИЛЬТРОВ СЕЛЕКЦИИ ДВЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ                                                         | 109 |



# ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ

Редактор                      Ступин С.А.  
Компьютерная верстка Корниенко В.Т.

Подписано к печати 23.07.2026  
Заказ №57 Тираж 100 экз.  
Печать *ризография*. Бумага офсетная.  
Формат 60х84<sup>1</sup>/16.  
Усл. п.л. – 7,4. Уч.-изд.л. – 8.

Издатель Ступин С.А.  
347900, Ростовская обл., г. Таганрог, пер. Лермонтовский, 25.  
Тел./факс: (8634) 311-288.