

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**СИСТЕМЫ синхронизации,  
формирования и обработки  
сигналов**

№5-2024 год

**Главный редактор**

**Пестряков Александр Валентинович,**

*д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиооборудование и Схемотехника,  
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

**Редколлегия:**

**Дмитриев Александр Сергеевич,**

*д.ф.-м.н., профессор, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
Москва, Россия*

**Казаков Леонид Николаевич,**

*д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиотехнических систем, Ярославский государственный  
университет им. П.Г. Демидова, Ярославль, Россия*

**Карякин Владимир Леонидович,**

*д.т.н., профессор, Поволжский государственный университет телекоммуникаций  
и информатики, Самара, Россия*

**Рыжков Анатолий Васильевич,**

*д.т.н., главный научный сотрудник, профессор, Московский технический университет  
связи и информатики, Москва, Россия*

**Строганова Елена Петровна,**

*д.т.н., профессор, Начальник Испытательной лаборатории средств связи и вещания,  
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Учредитель:

ООО «ИД Медиа Паблшер»

Номер подписан в печать 20.08.2024 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Половения С.И., Соловьев А.Н., Захарьев В.А., Корнеева А.Ф. ИССЛЕДОВАНИЕ АТМОСФЕРНОГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ВИДИМЫМ СВЕТОМ</b>	<b>4</b>
<b>Поборчая Н.Е., Жарких С.А. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА M-QAM НА ФОНЕ ЛОГНОРМАЛЬНОЙ ПОМЕХИ</b>	<b>15</b>
<b>Яковлев И.О., Никоненко А.В. ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ И КОНТРОЛЯ БПЛА В РАДИОДИАПАЗОНЕ</b>	<b>24</b>
<b>Ву Ши Дао, Ермакова А.В., Горгадзе С.Ф. БЫСТРЫЕ СПЕКТРАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В УСЕЧЕННОМ БАЗИСЕ УОЛША-АДАМАРА И синхронизация M-ПОДОБНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ</b>	<b>32</b>
<b>Козлов С.В., Шабанов А.П., Кубанков А.Н. МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОЙ ЛИНИИ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ В ТРАНСПОРТНОЙ ЛОГИСТИКЕ</b>	<b>40</b>
<b>Кухаренко А.С., Замурий Н.М., Кармеев Т.А., Воскресенская Е.А., Баймухометова Д.М., Смирнова В.В. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТАМАТЕРИАЛОВ ПЛАНАРНОГО ТИПА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ЛИНЗЫ НАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННЫ</b>	<b>49</b>

## ИССЛЕДОВАНИЕ АТМОСФЕРНОГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ВИДИМЫМ СВЕТОМ

**Половения Сергей Иванович,**

*УО «Белорусская государственная академия связи», к.т.н., доцент, г. Минск, Беларусь*

[s.polovenia@gmail.com](mailto:s.polovenia@gmail.com)

**Соловьев Алексей Николаевич,**

*УО «Белорусская государственная академия связи», научный сотрудник, г. Минск, Беларусь*

[alexs.klemis@gmail.com](mailto:alexs.klemis@gmail.com)

**Захарьев Вадим Анатольевич,**

*УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», к.т.н., доцент,*

*г. Минск, Беларусь*

[zahariev@bsuir.by](mailto:zahariev@bsuir.by)

**Корнеева Анжелика Федоровна,**

*УО «Белорусская государственная академия связи», аспирант, г. Минск, Беларусь*

[korneeva\\_anzela@mail.ru](mailto:korneeva_anzela@mail.ru)

### **Аннотация**

*Рассматривается модель канала связи видимым светом, структурная схема лабораторного стенда. Представлены результаты моделирования имитационной и натурной модели системы связи видимым светом.*

### **Ключевые слова**

*Связь по видимому свету, оптический канал связи, лазерный диод, светодиод видимого спектра.*

### **Введение**

В настоящее время, с развитием технологий связи и информационных систем, появляются все более инновационные методы передачи данных, направленные на повышение скорости и эффективности связи. По мере роста объемов передаваемой информации, увеличения числа подключенных устройств и расширения областей применения беспроводных сетей возникает необходимость в разработке новых эффективных решений для удовлетворения растущих потребностей. В этом контексте системы передачи данных на основе видимого света (Visible Light Communication, VLC), относящиеся к системам оптической беспроводной связи (Optical Wireless Communication, OWC), представляют собой перспективную и многообещающую технологию, привлекающую все больше внимания исследователей и специалистов по всему миру. Развитием этих направлений является технология связи по видимому свету (CBC), или Li-Fi (Light Fidelity). Li-Fi представляет собой метод коммуникации, использующий видимый свет для передачи данных, вместо традиционных радиоволн.

Однако, эффективность работы системы Li-Fi может зависеть от различных факторов, включая параметры окружающей среды и характеристики кодированного сигнала. Изменения освещения в помещении, наличие препятствий между источником и приемником могут существенно влиять на производительность и надежность передачи данных.

Поэтому важно провести синтез системы передачи данных на основе видимого света для оценки её работоспособности при различных условиях эксплуатации. Путем моделирования и проведения натурального лабораторного эксперимента можно определить оптимальные параметры работы системы, а также предсказать её производительность при изменении внешних условий.

### **Моделирование системы передачи данных на основе видимого света**

В качестве базовой топологической конфигурации системы при моделировании используется топология точка-точка. Для упрощения имитационной модели процесс передачи информации в системе имеет симплексный (однонаправленный от источника к получателю) характер. Конфигурация беспро-

водной оптической линии связи – в прямой линии видимости (line-of-sight, LOS) и вне прямой линии видимости (nonline-of-sight, NLOS).

В конфигурации LOS модели системы СВС используется светодиод в качестве источника, а фотоприемник использует схему прямого обнаружения в приемнике. В случае LOS передатчик направлен на приемник для установления сеанса связи [1]. Благодаря двухточечной связи направленный LOS обеспечивает более высокую скорость передачи данных. Конструкция LOS обеспечивает максимальную энергоэффективность, уменьшает многолучевые искажения, а также минимизирует внешние шумы от источников света благодаря приемнику с узким полем зрения. Зона покрытия ограничена, поэтому для мобильных пользователей использование системы в конфигурации LOS затруднено.

Конфигурация NLOS считается одной из лучших и наиболее гибкой конфигурацией для применения внутри помещений. При NLOS учитываются отражения от стен, а также от потолка. Используются широколучевые передатчики и широкоугольные приемники. Ненаправленные каналы подходят для широкоэмиттерных приложений типа «один ко многим». NLOS повышает надежность и простоту использования для доступа мобильных пользователей. В этом случае наличие непрозрачных барьеров не влияет на передачу [2]. В случае NLOS потери на оптическом пути зависят от множества факторов: размеры помещения, отражения от поверхности к поверхности, поскольку они различаются в зависимости от материала, из которого изготовлена поверхность. Отражение от зеркала является идеальным отражением, а отражения от других поверхностей приводят к потере мощности [3]. Характеристики отражения зависят от длины волны, угла падения, а для учета текстуры поверхности используется критерий Рэлея [1]. Кроме того, NLOS должна обеспечивать возможность работы в условиях высокой освещенности, при снижении производительности канала связи.

Импульсная характеристика оптического беспроводного канала вычисляется путем интегрирования мощности всех компонентов, поступающих на приемник после многолучевого распространения [4, 5].

В модели обозначим переменную  $\phi_r$  обозначен угол рассеивания светодиода, являющийся одной из ключевых характеристик излучателя при моделировании системы. После прохождения расстояния  $d$  от светодиода до фотоприемника свет падает под углом  $\psi_r$ , находящемся в поле зрения фотодиода. Расстояния между излучателем и точкой отражения световой волны от стены, а также между данной точкой и фотоприемником обозначены переменными  $d_1$  и  $d_2$ . Углы освещенности к точке отражения и фотоприемнику представлены величинами  $\alpha_{ir}$  и  $\beta_{ir}$ . Принимаемая мощность  $P_r$  рассчитывается с учетом отражения светового потока от стены, используя коэффициент усиления канала постоянного тока на прямом пути  $H_d(0)$  и отраженном пути  $H_{ref}(0)$ . Согласно [6-9], общая полученная мощность в сценарии с многолучевым распространением определяется следующим образом:

$$P_r = \sum_{N_{LED}} \left\{ P_t H_d(0) + \int_{reflections} P_t D H_{ref}(0) \right\} \quad (1)$$

Где  $P_t$  – это передаваемая оптическая мощность, которая, согласно [6], определяется как:

$$P_t = \int_{\Lambda_{min}}^{\Lambda_{max}} \int_0^{2\pi} \Phi_e d\theta d\lambda \quad (2)$$

где  $\Lambda_{min}$  и  $\Lambda_{max}$  определяются кривой чувствительности фотодиода.  $\Phi_e$  – это энергия потока, которая определяется как:

$$\Phi_e = K_m \int_{380}^{780} V(\lambda) \Phi_e(\lambda) d\lambda \quad (3)$$

Где  $V(\lambda)$  – стандартная кривая яркости,  $K_m$  – коэффициент максимальной видимости, определенный как 683 лм/Вт при  $\lambda = 555_{nm}$ .

Коэффициент усиления канала по постоянному току на прямом пути распространения определяется, согласно [10, 11], как:

$$H(0) = \begin{cases} \frac{A_r(m_l + 1)}{2\pi d^2} \cos^{m_l}(\phi_r) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi_r) \\ 0 \leq \psi_r \leq \psi_c \\ 0 \\ \psi_r > \psi_c \end{cases} \quad (4)$$

Где  $T_s(\psi)$  – усиление оптического фильтра,  $g(\psi)$  – усиление оптического концентратора,  $A_r$  – физическая площадь детектора в фотодиоде,  $d$  – расстояние между светодионом и фотодионом. Ширина поля зрения фотодиода определяется константой  $\psi_c$ . Выражение для оптического концентратора  $g(\psi)$ , согласно [10], имеет следующий вид:

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \psi_c}, 0 \leq \psi_r \leq \psi_c \\ 0, 0 \geq \psi_c \end{cases} \quad (5)$$

где  $n$  – показатель преломления.

Коэффициент усиления канала по постоянному току при отражении светового потока от стены определяется, согласно [11], как:

$$dH_{ref}(0) = \begin{cases} \frac{(m_l + 1)A_r}{2(\pi d_1 d_2)^2} \rho dA_{wall} \cos^{m_l}(\phi_r) \cos(\beta_{ir}) T_s(\psi) g(\psi_r) \cos(\psi_r) \\ 0 \leq \psi_r \leq \psi_c \\ 0 \\ \psi > \psi_c \end{cases} \quad (6)$$

Где  $\rho$  – коэффициент отражения, а  $dA_{wall}$  – это отражающая площадь фрагмента.

Критически важным требованием к производительности системы является среднеквадратичное распределение задержек, которое определяется, согласно [7], как:

$$D_{RMS} = \sqrt{\mu^2 - (\mu)^2} \quad (7)$$

Где  $\mu$  – это средняя избыточная задержка, которая определяется как:

$$\mu = \frac{\sum_{i=1}^M P_{d,i} t_{d,i} + \sum_{j=1}^N P_{ref,j} t_{ref,j}}{P_{rT}} \quad (8)$$

где полученная оптическая мощность от  $i$ -го прямого пути –  $P_{d,i}$ , а от  $j$ -го отраженного пути –  $P_{ref,j}$ . Термины  $M$  и  $N$  являются числом прямых путей от источника светодиода к определенному фотодетектору и числом отраженных путей к тому же фотодетектору.

Значение  $\mu^2$  задается как:

$$\mu^2 = \frac{\sum_{i=1}^M P_{d,i} t_{d,i}^2 + \sum_{j=1}^N P_{ref,j} t_{ref,j}^2}{P_{rT}} \quad (9)$$

Максимальная скорость битового потока, которую можно передать через канал без необходимости использования эквалайзера, выражается, согласно [12], как:

$$R_b \leq \frac{1}{10D_{RMS}} \quad (10)$$

В данной модели предполагается, что светодиод обладает Ламбертовым характером излучения. Таким образом, интенсивность излучения зависит от угла облучения  $\phi$ . Величина  $m_l$  представляет собой порядок Ламбертова излучения и выражается полууглом при половинной освещенности светодиода  $\phi_{1/2}$ . Порядок Ламбертова излучения определяется как:

$$m_l = \frac{-\ln(2)}{\ln(\cos \phi_{l/2})} \quad (11)$$

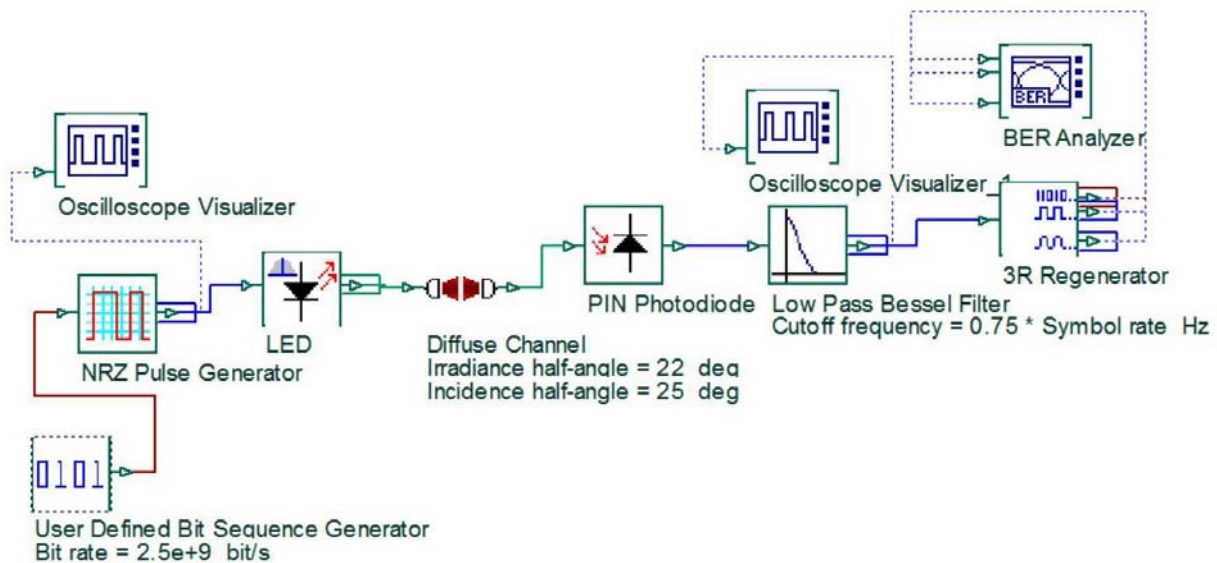
Аналитические модели имеют важное значение в теоретическом исследовании систем связи, предоставляя фундаментальное понимание ключевых свойств и принципов работы. Однако их применение в моделировании систем СВС имеет определенные ограничения. Одной из главных проблем является необходимость учета большого количества переменных и нелинейностей, присущих реальным системам. В системах СВС, помимо стандартных параметров передачи данных, таких как мощность сигнала и частотный спектр, важно учитывать также особенности распространения оптического сигнала, которые включают в себя отражение, рассеяние, поглощение и дифракцию света. Эти аспекты делают систему высоко динамичной и требуют точной настройки параметров. Кроме того, нелинейности, возникающие из-за приемников и источников света, также не могут быть адекватно представлены с помощью упрощенных аналитических уравнений.

Программное обеспечение, такое как OptiSystem, обеспечивает мощную среду с визуализацией и инструментами анализа, которые могут эффективно имитировать и анализировать поведение систем СВС. Размер помещения для моделирования системы имеет размеры до 10 м в длину, ширину и высоту.

На основе анализа информации из источников [13, 14], определены значения по умолчанию для углов падения  $\theta_d$ , углов излучения  $\theta_s$  и расстояния между передатчиком и приемником  $l$ , характерные для моделирования систем в общем случае, которые задаются следующим образом:

$$l = 10 \text{ м} = \{ \theta_s = 22^\circ, \theta_d = 25^\circ \} \quad (12)$$

На рисунке 1 представлена схема имитационной модели в среде «OptiSystem». Источник сообщений (информации) генерирует псевдослучайную последовательность данных с заданным в процессе моделирования битрейтом (по умолчанию  $2,5 \cdot 10^9 \text{ бум/с}$ ).



**Рис. 1.** Схема имитационной модели системы СВС в «OptiSystem» для одного канала в условиях прямой видимости

Сгенерированные данные преобразуются в электрические импульсы без возвращения к нулю (NRZ), и эти сигналы напрямую управляют светодиодом. Связь между передатчиком и приемником осуществляется через диффузный канал. В рамках начального варианта модели рассмотрен один канал дуплексной системы передачи информации, т.е. фактически её симплексный вариант, соответствующий топологии точка-точка, без учёта эффектов межканальной интерференции и помех.

В качестве детектора используется PIN-фотодиод, а обнаруженный электрический сигнал от фотодиода фильтруется с помощью низкочастотного фильтра Бесселя. Отфильтрованный сигнал регенерируется с использованием компонента 3R-регенератора, который анализирует частоту ошибок по битам (Bit Error Rate, BER) и Q-фактор в анализаторе. Для проверки формы входных и выходных

сигналов на передающей и приемной сторонах используется осциллограф.

В аппаратуре оптических систем, например, измерение коэффициента ошибок необходимо производить в каждом оптическом канале, что занимает много времени. Для сокращения времени контроля канала без перерыва передачи информации используется метод на основе оценки Q-фактора (Quality – качество), который представляет собой отношение:

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad (13)$$

где  $\mu_1$  и  $\mu_0$  – графическая зависимость значения сигнала («1» и «0») и дисперсии шума  $\sigma_1$  и  $\sigma_0$  относительно уровня принятия решения о передаче логической «1» или «0».

Между Q-фактором и коэффициентом битовых ошибок установлена однозначная связь:

$$K_{\text{ош}}(Q) = \text{BER}(Q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[ \frac{\exp(Q^2/2)}{Q} \right] \quad (14)$$

Моделирование проводится с разными типами источников: LED-светодиода и лазерного светодиода (Laser), для сравнения характеристик при использовании разных типов источников. Оба типа имеют длину волны излучения 590 нм, так как данное значение лежит в середине диапазона 450-750 нм длин волн, охватываемых современными светодиодами диодами.

В качестве передаваемой последовательности во всех экспериментах используется повторяющаяся битовая последовательность «00101010» для эффективного наблюдения за переходными процессами при смене импульсов в канале связи.

Полный набор параметров модели представлен в таблице 1.

Таблица 1

Параметры для моделирования LOS системы

Параметр	Значения
Тип источника	LED, Laser
Длина волны	590 нм
Мощность излучения	[5, 55, 100] мВт
Последовательность	00101010
Расстояние излучатель-фотоприёмник	от 1 до 10 с шагом в 1 м
Скорость передачи	[19200, 38400, 57600, 115200] бит\с, [1, 2, 5, 10, 25, 50, 100] Мбит/с
Полуугол излучения	[5, 15, 25, 35, 45]°

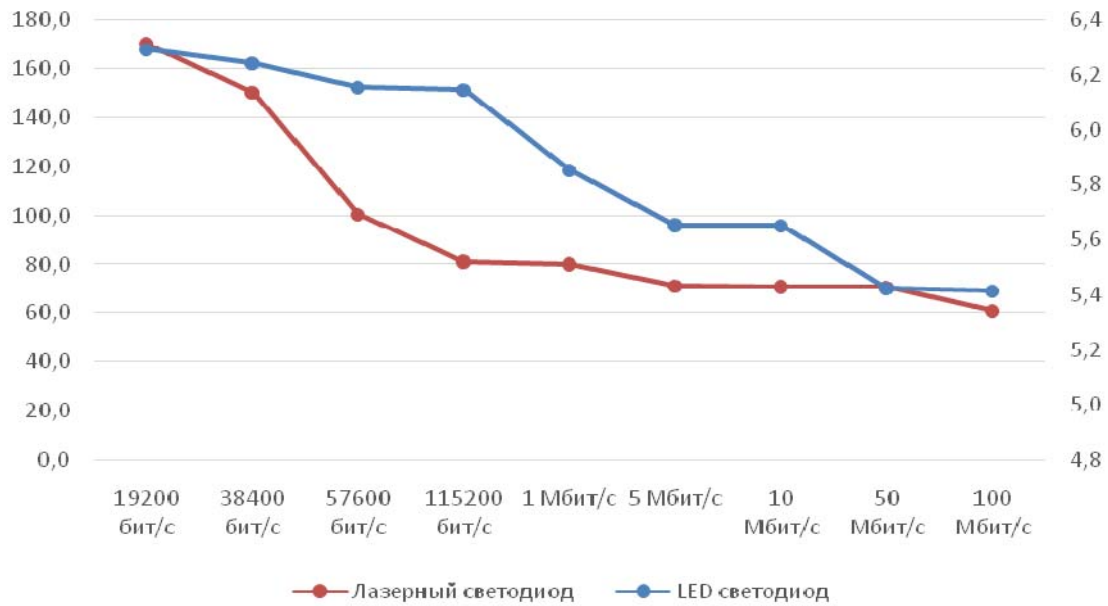
### Анализ результатов моделирования

При проведении экспериментальных исследований систем СВС, выбор расстояния в 10 метров между источником и приемником как базового имеет важное значение. Это расстояние выбрано, так как оно эффективно перекрывает средний размер большинства жилых и коммерческих помещений, таких как офисы, учебные классы и жилые помещения. Оно также актуально как для конфигурации установки потолок-пол, так и для варианта стена-стена, что делает результаты исследований максимально применимыми и репрезентативными.

Использование такого расстояния позволяет оценить производительность и надежность системы СВС в реалистичных условиях. Более того, это расстояние позволяет учесть возможные потери сигнала и его искажения, которые могут возникнуть из-за особенностей помещений и различных препятствий.

Зависимости изменения Q-фактора для лазерного и LED светодиодов, полученные на основе серии экспериментов при передаче последовательностей на разных скоростях передачи через канал связи представлены на рисунке 2.

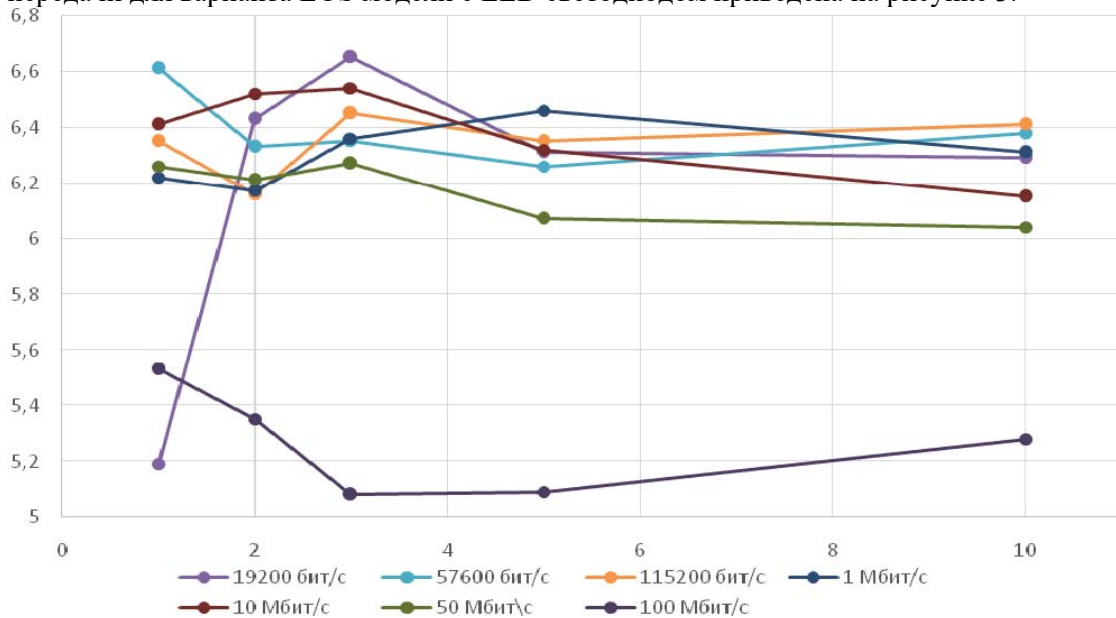




**Рис. 2.** Зависимость изменения показателя Q-фактор от скорости передачи: а) ось ординат слева – лазерный светодиод; б) ось ординат справа – LED

Для заданных условий, модель, построенная на основе лазерного светодиода показывает лучшие (в несколько десятков раз) значения по показателю Q-фактора. Однако система на основе светодиода показывает более стабильную работу и более медленную деградацию характеристик при увеличении скорости передачи, что свидетельствует о необходимости проведения более детального анализа и сравнительной оценки двух систем для определения оптимального решения в конкретном случае.

Зависимость изменения показателя Q-фактор в зависимости от расстояния при различных скоростях передачи для варианта LOS модели с LED светодиодом приведена на рисунке 3.



**Рис. 3.** Зависимость изменения показателя Q-фактор от расстояния для лазерного светодиода

Зависимости изменения показателя Q-фактор в зависимости от расстояния при различных скоростях передачи для варианта LOS модели с LED светодиодом приведена на рисунке 4.

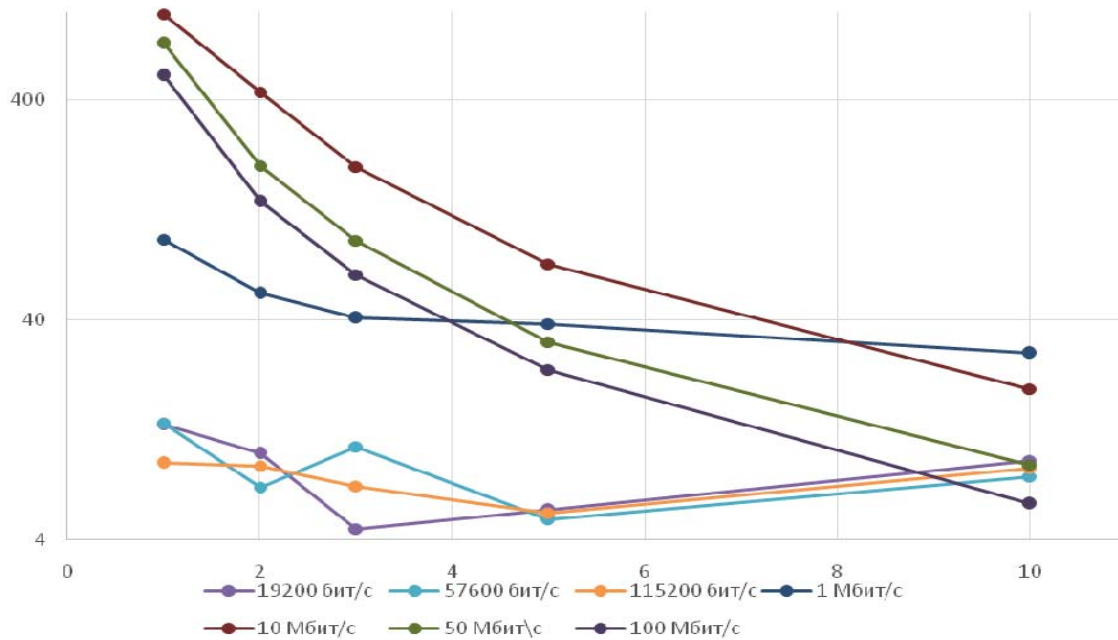


Рис. 4. Зависимость изменения показателя Q-фактор от расстояния для лазерного светодиода

Зависимости изменения Q-фактора для лазерного и LED светодиодов от расстояния при фиксированной скорости передачи представлены на рисунке 5.

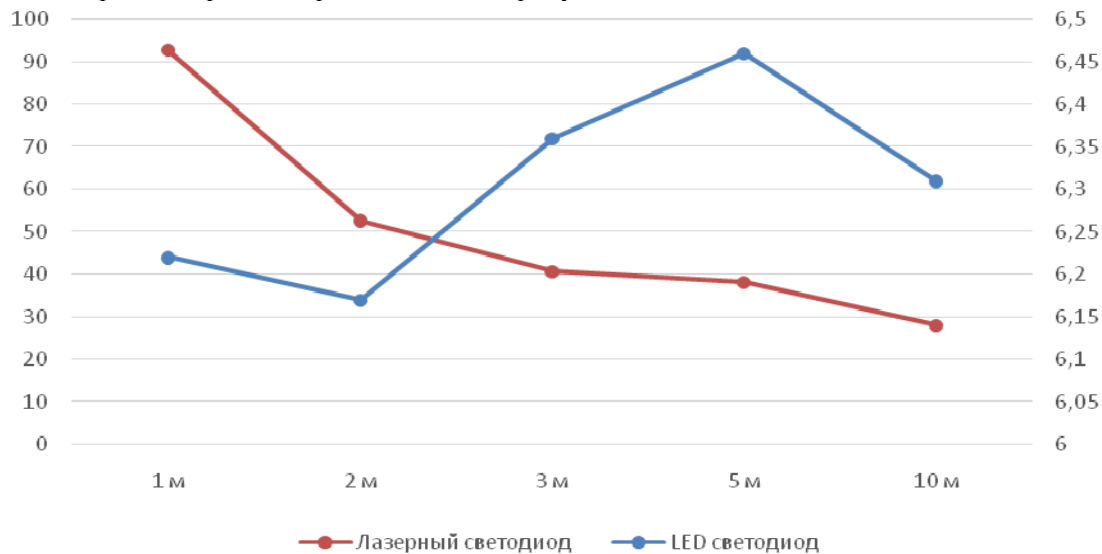


Рис. 5. Зависимость изменения показателя Q-фактор от расстояния:  
а) ось ординат слева – лазерный светодиод; б) ось ординат справа – LED

Q-фактор для светодиодов LED и лазерных светодиодов зависит от расстояния между источником и приемником сигналов различным образом.

Для LED светодиодов Q-фактор остается относительно стабильным вне зависимости от увеличения расстояния. Это свидетельствует о том, что качество сигнала, передаваемого через LED свет, существенно не ухудшается даже при увеличении расстояния. Значения Q-фактора колеблются с небольшим разбросом от 6,17 до 6,46 при увеличении расстояния от 1 до 10 метров. Такая минимальная вариабельность Q-фактора указывает на хорошую стабильность сигнала на разных расстояниях, что делает LED подходящим выбором для систем с менее критичными требованиями к передающей стороне или для использования в условиях, где основное внимание уделяется стабильности передачи на различных расстояниях.

Для лазерных светодиодов Q-фактор существенно уменьшается с увеличением расстояния, показывая более высокую начальную эффективность, но быстрое падение с увеличением расстояния. На расстоянии всего 1 метр Q-фактор составляет 92,75, что указывает на высокое качество сигнала, однако уже при 10 метрах этот показатель снижается до 28,09. Это могло быть вызвано тем, что лазерные системы подвержены большим потерям на больших расстояниях из-за их высокой направленности и чувствительности к прерываниям линии прямой видимости между передатчиком и приемником.

Таким образом, если требуется высокая инициальная четкость сигнала на малых расстояниях, лазерные светодиоды являются предпочтительным вариантом. Однако для более длинных расстояний, где приоритетом является стабильность сигнала, LED светодиоды могут быть более целесообразным выбором. Этот анализ подтверждает важность выбора типа источника света исходя из специфики приложения и условий его использования.

### Структурная схема системы связи по видимому свету

Для реализации разработанной математической модели системы, была разработана и собрана схема приёмно-передающего тракта, представленная на рисунке 6.

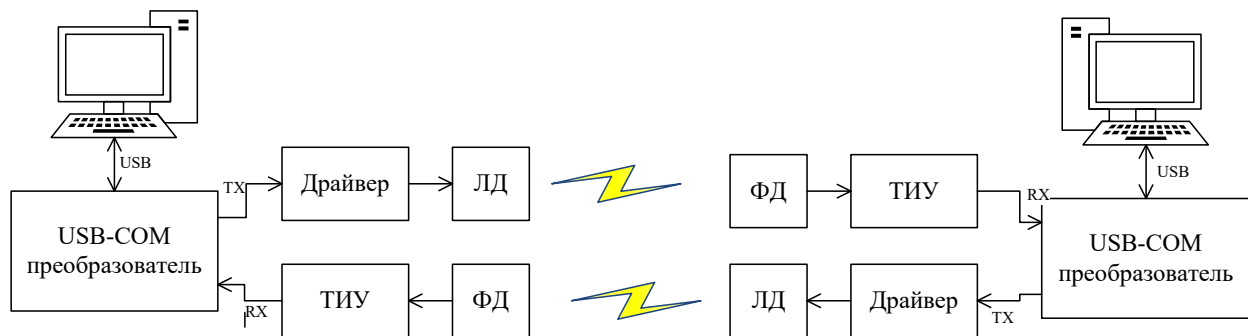


Рис. 6. Блок-схема соединения системы СВС

К компьютерам с установленной ОС Windows, были подключены интерфейсы передачи данных.

В качестве интерфейсов передачи данных ПК использованы преобразователи USB-COM, эмулирующие последовательный порт и позволяющие развивать скорость соединения до 1,6 Мбит/с. В этих преобразователях используется помехоустойчивое кодирование NRZ, и такая схема может быть приравнена к каналному уровню модели OSI.

Передающий компьютер передает сигнал по шине USB на преобразователь USB-COM. В дальнейшем, сигнал с выхода преобразователя TX попадает на драйвер лазерного диода (ЛД), а в последствии и на сам ЛД, преобразовываясь из электрического в оптический. Оптический сигнал в видимом диапазоне (660нм) излучается в направлении второго компьютера и регистрируется фотодиодом (ФД). Из токового сигнала ФД, на выходе трансимпеданского усилителя (ТИУ) получается напряжение как функция тока, которое после дополнительной обработки компаратором попадает на приёмную часть преобразователя RX. После обратного преобразования COM-USB принимающий компьютер получает на вход отправленную информационную последовательность.

В качестве драйвера ЛД использованы 6 элементов HE, находящихся в микросхеме 74HC04. Преимущество такого метода ограничения питающего тока заключается в том, что каждый элемент согласно техническому описанию способен пропускать ток в 20 мА, соответственно 6 элементов включенных параллельно способны обеспечить питание ЛД током до 120 мА. Кроме того, исключается преобразование входного сигнала в форму отличную от прямоугольного ввиду особенностей микросхемы, на выходе которой может быть только высокий или только низкий уровень сигнала. В результате частоту модулирующего сигнала удалось получить на всём диапазоне источника информационного сигнала (15 МГц). Основным элементом передающей части служит ЛД типа D6-7-660-100 с рабочим током 140 мА [15].

На стороне приемника в качестве светочувствительного элемента применен ФД марки ФД-263-01, максимальная частота детектирования которого составляет 50МГц. ФД используется в фотопро-

водящем режиме и служит источником тока для операционного усилителя работающего по схеме ТИУ. В качестве приёмного инструментального усилителя применен специализированный высокочастотный операционный усилитель (ОУ) AD8055, что позволяет детектировать сигналы до 10 МГц. Для обработки фронтов выход ОУ подключен к логической микросхеме 74НСТ132.

Для визуализации принимаемого сигнала используется цифровой двухканальный осциллограф. Первый измерительный щуп подключается на выход ТИУ, а второй на выход 74НСТ132. Такое подключение позволяет определить характеристики сигнала, при которых в работе системы появляются ошибки.

Для проверки канала используются прикладные консольные программы, написанные на языке Python.

Первая программа формирует случайную последовательность заданной длины, отправляет её по каналу связи и сохраняет в файл. Вторая программа принимает последовательность по оптическому каналу связи и сравнивает его с файлом первой программы, выдавая количество ошибок и коэффициент битовых ошибок. Для достоверности в настройках СОМ портов отключалась проверка на чётность и отправлялась битовая, а не символьная последовательность.

### Результаты эксперимента на лабораторном стенде

Результаты проведённых экспериментов на собранном лабораторном стенде, представлены на рисунках 7 и 8. По условиям эксперимента приёмо-передатчики находятся в прямой видимости соосно, изменяется расстояние между ними, скорость передачи и количество элементов последовательности.

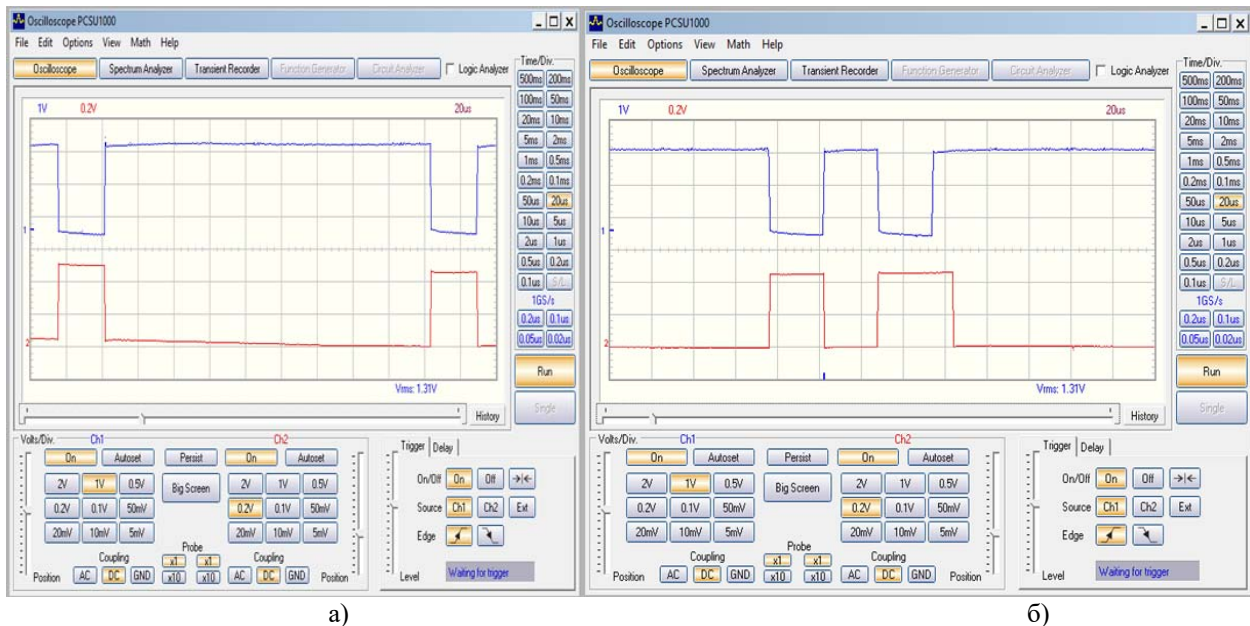
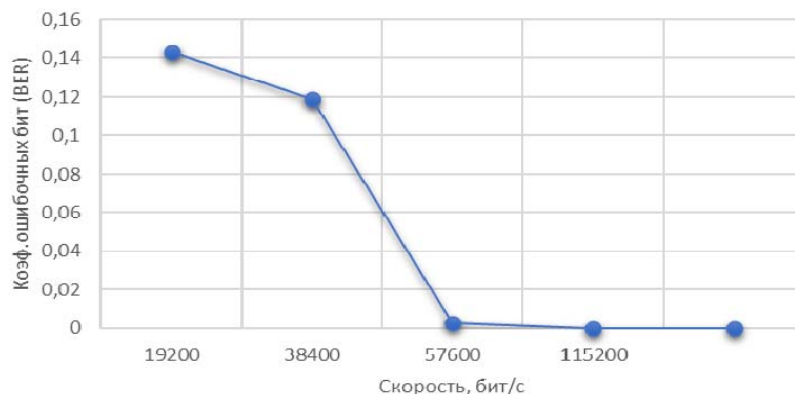


Рис. 7. Осциллограмма накопления ошибки при передаче на скорости 38400 бит/с для количества символов: а) 100; б) 500

На рисунке 7 представлены осциллограммы, полученные на скорости 38400 бит/с. На рисунке 7а осциллограмма первого и второго канала (выход логической микросхемы и выход ТИУ соответственно) совпадают и символы передаются без ошибок. На рисунке 7б изображен момент получения неправильного символа из-за очень интенсивного излучения ЛД, что приводит к перегрузкам на ФД и формированию неправильных фронтов.

На рисунке 8 показана зависимость коэффициента битовых ошибок от скорости. Замечено, что большее количество ошибок на низких скоростях, как было указано выше, вызывается перегрузкой на ФД и выхода его на нелинейный участок характеристики, с замедленным восстановлением нормального режима работы.



**Рис. 8.** Зависимость коэффициента битовых ошибок от скорости приёма-передачи на расстоянии 0,5 м

На расстоянии в 0,5 м результаты измерения коррелировали с результатами моделирования, когда при низкой скорости передачи информации количество ошибок было больше, чем при высокой скорости передачи. Причём ошибки наблюдались только при передаче количества символов >1000.

При увеличении расстояния между приёмо-передатчиками до метра, связь установить не удалось. На этом расстоянии измерен диаметр светового пятна ЛД, что позволяет определить угол расхождения излучения ЛД в 32 градуса.

Для продолжения эксперимента в систему введена оптическая система, которая обеспечивает фокусировку излучения ЛД с углом расхождения в 10 градусов. Такая система позволяет передавать информацию без потерь на расстояние 2 метра, что является обычным расстоянием от потолочного светильника до рабочей зоны (стол). Ошибок при такой доработке не наблюдалось.

### Заключение

Моделирование системы СВС позволяет понять и в дальнейшем оптимизировать работу аппаратной части модема. Создание аналитических и имитационных моделей позволяет не только просчитать теоретические пределы производительности, но и учесть влияние множества факторов реального мира; оценить влияние различных компонентов системы и условий окружающей среды на общую эффективность; оптимизировать параметры системы, такие как мощность излучения, частота модуляции и методы кодирования, для достижения желаемых результатов в заданных условиях; разработать методы повышения производительности, борясь с замираниями сигнала и используя адаптивную модуляцию; прогнозировать зону покрытия и пропускную способность системы СВС в различных сценариях.

Результаты исследования показали, что Q-фактор для LED светодиодов остается стабильным вне зависимости от увеличения расстояния, что подчеркивает сохранение качества сигнала при его передаче через LED свет.

Предложена новая схема модема системы СВС, реализованная на доступных компонентах и позволяющая передавать информацию из сети Ethernet посредством видимого света.

### Литература

1. Lee K., Park H., Barry J.R. Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications // IEEE Commun. Lett. 2011. Vol. 15, № 2. P. 217-219.
2. Carruthers J.B., Kahn J.M. Modeling of nondirected wireless infrared channels // IEEE Trans. Commun. 1997. Vol. 45, № 10. P. 1260-1268.
3. Jatoi M.A., Kamel N. Introductory survey for wireless infrared communications // J. eng. 2014. Vol. 2014, № 8. P. 426-431.
4. Hayasaka N., Ito T. Channel modeling of nondirected wireless infrared indoor diffuse link // Electron. Comm. Jpn. Pt. I. 2007. Vol. 90, № 6. P. 9-19.
5. Elgala H., Mesleh R., Haas H. Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art // IEEE Commun. Mag. 2011. Vol. 49, № 9. P. 56-62.
6. Komine T., Nakagawa M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights // IEEE Trans. Consumer Electron. 2004. Vol. 50, № 1. P. 100-107.
7. Ghassemlooy Z., Popoola W., Rajbhandari S. Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®. 2nd ed. Second edition. | Boca Raton, FL : CRC Press/Taylor & Francis Group, 2018.: CRC Press, 2019.

8. *Poulose A.* Visible light communication. Bengaluru, India: Masters of Technology in Communications Systems, 2017.
9. *Poulose A.* An Optisystem Simulation for indoor visible light communication system. Tiruvannamalai, Tamil Nadu, India: National Conference on Emerging Technologies (NCET), 2017.
10. *Barry J.R.* Wireless Infrared Communications. Berlin, Germany: Springer Science & Business Media, 1994. Vol. 280.
11. *Gfeller F.R., Bapst U.* Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation // Proc. IEEE. 1979. Vol. 67, № 11. P. 1474-1486.
12. *Xu F.* et al. Channel coding and time-diversity for optical wireless links // Opt. Express. 2009. Vol. 17, № 2. P. 872-887.
13. *Matheus L.E.M.* et al. Visible Light Communication: Concepts, Applications and Challenges // IEEE Commun. Surv. Tutorials. 2019. Vol. 21, № 4. P. 3204-3237.
14. *Christy G.S., Sundari G., Kishor Sonti V.J.K.* A Review on Evolution, Challenges and Scope in Visual Light Communication Systems // 2022 IEEE 7th International conference for Convergence in Technology (I2CT). Mumbai, India: IEEE, 2022. P. 1-5.
15. Официальный сайт производителя ESTIGMOS [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.egismos.com/laser-diodes/Red/660nm-laser-diode-D67660100> – Дата доступа 15.04.2024.



## СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА M-QAM НА ФОНЕ ЛОГНОРМАЛЬНОЙ ПОМЕХИ

**Поборчая Наталья Евгеньевна,**

*Московский технический университет связи и информатики, профессор, д.т.н., Москва, Россия,*  
[n.poborchaya@mail.ru](mailto:n.poborchaya@mail.ru)

**Жарких Сергей Андреевич,**

*Московский технический университет связи и информатики,*  
*аспирант кафедры «Общая теория связи», Москва, Россия,*  
[zharkih-sergey@mail.ru](mailto:zharkih-sergey@mail.ru)

### Аннотация

Рассмотрены алгоритмы оценивания параметров сигнала в системе связи с одной передающей и приемной антенной (SISO), основанные на методе наименьших квадратов (МНК), рекуррентной фильтрации Калмана и методе моментов. Процедура оценивания происходила с помощью тестовой последовательности вида сигнала M-позиционной квадратурной амплитудной модуляции (M-QAM) на фоне помехи и аддитивного гауссовского шума. Помеха представляла собой стационарный случайный процесс, амплитуда которого имеет логнормальный закон распределения вероятности, а фаза – равномерный на интервале от  $-\pi$  до  $\pi$ . В качестве оцениваемых параметров взяты медленно меняющиеся множители канала связи. Предложена нелинейная процедура оценивания на основе метода моментов с использованием медианы и среднего значения (математического ожидания) для логнормального распределения амплитуды мешающего воздействия. Проведен анализ точности оценивания множителей канала связи с помощью рассматриваемых алгоритмов. В качестве определения точности полученных оценок взято среднеквадратическое отклонение (СКО) их от истинных значений параметров. Проведен анализ вычислительной сложности рассматриваемых алгоритмов. Для всех процедур получены зависимости количества арифметических операций от размера выборки наблюдаемого сигнала, а для метода моментов еще от количества итераций.

### Ключевые слова

*Логнормальная помеха, гауссовский шум, оценка параметров сигнала, МНК, фильтр Калмана, метод моментов, система связи с SISO.*

### Введение

Оцениванию неизвестных параметров сигнала и канала посвящено много работ. В основном оценка производится по наблюдаемому процессу на фоне аддитивного гауссовского шума. Это объясняется тем, что мешающее воздействие такого вида, является адекватной моделью многим реальным ситуациям, так как выполняется центральная предельная теорема теории вероятности (ЦПТ). Однако, встречаются помехи, которые не описываются гауссовским законом распределения [1-4], например, индустриальные, атмосферные помехи. В том случае можно использовать адаптивные методы приема сигнала [5-7], но они имеют, как правило, высокую вычислительную сложность. Также существует подход к оцениванию параметров сигнала, при котором не используется информация о законах распределения случайных процессов [8-12]. Отсутствие априорной информации отрицательно влияет на точность оценивания. В настоящей работе предложен алгоритм определения медленно изменяющихся множителей канала связи, учитывающий закон распределения амплитуды помехи и проведено сравнение его по точности с известными методами, такими, как метод наименьших квадратов и рекуррентная фильтрация Калмана, работающими при неизвестных законах распределения мешающего воздействия.

### Постановка задачи

Рассмотрим модель принимаемого сигнала M-QAM в условиях отсутствия межсимвольной интерференции следующего вида:

$$y(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi)I(t) - A \sin(2\pi f_0 t + \varphi)J(t) + \eta(t) + \mu(t), \quad (1)$$

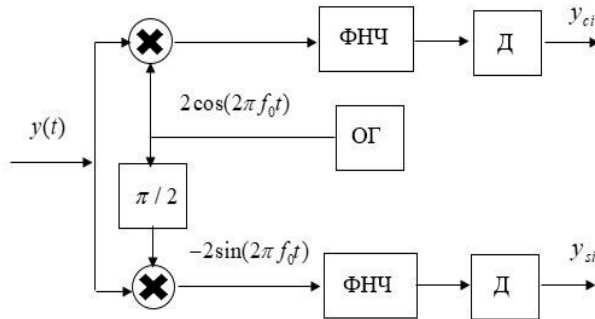
где  $t$  – текущее время,  $I(t), J(t)$  – информационные или тестовые символы длительностью  $T_c$ , выбираемые из конечного множества  $\{I_{0q}, J_{0l}\}$  с возможными значениями  $\{(2q-1-\sqrt{M})d\}, \{(2l-1-\sqrt{M})d\}$ ,  $q, l = 1, 2, \dots, \sqrt{M}$ ;  $M = 4; 16; 64; 256; 1024$  и т.д. – размер сигнального ансамбля (количество точек в сигнальном созвездии),  $2d$  – расстояние между соседними символами  $I$  или  $J$ ;  $f_0$  – частота несущего колебания,  $A, \varphi$  – неизвестные амплитуда и фаза сигнала соответственно;  $\mu(t)$  – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ),  $\eta(t) = a(t)\cos(2\pi f_0 t + \Theta(t))$  – помеха, имеющая логнормальную плотность распределения вероятности амплитуды  $w_a(a) = \frac{1}{a\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{(\ln(a)-\nu)^2}{2\sigma^2}}$ ,  $a \geq 0$  ( $\nu, \sigma$  – параметры распределения)

и равномерное распределение фазы  $w(\Theta) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & -\pi \leq \Theta \leq \pi; \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$ . Примером такого мешающего воздействия может служить атмосферная или индустриальная помеха [13-15].

При выполнении условий: 1) частота опорного генератора совпадает с частотой несущего колебания  $f_0$ , 2) фильтры нижних частот в ветвях демодулятора считаются идеальными, сигнал на выходе квадратурного демодулятора после процедуры дискретизации по времени можно записать в форме:

$$y_{ci} = h_c I_i - h_s J_i + \eta_{ci} + \mu_{ci}; \quad y_{si} = h_s I_i + h_c J_i + \eta_{si} + \mu_{si}, \quad (2)$$

где  $y_{ci}, y_{si}$ ;  $\eta_{ci} = a_i \cos(\Theta_i), \eta_{si} = a_i \sin(\Theta_i)$ ;  $\mu_{ci}, \mu_{si}$  – квадратурные составляющие принимаемого сигнала, помехи и шума соответственно,  $E(\mu_{ci}) = E(\mu_{si}) = 0$ ,  $E(\mu_{ci}^2) = E(\mu_{si}^2) = \sigma_\mu^2$ ,  $E(\cdot)$  – оператор математического ожидания,  $h_c = A \cos(\varphi)$ ,  $h_s = A \sin(\varphi)$  – медленно меняющиеся множители канала связи,  $i$  – дискретное время, интервал дискретизации  $\Delta t$  взят равным длительности символа  $T_c$  ( $\Delta t = T_c$ ). Формирование сигнала (2) из (1) показано на рисунке 1.



**Рис. 1.** Структурная схема квадратурного демодулятора сигнала M-QAM

Обозначения на рисунке: ФНЧ – фильтр нижних частот, ОГ – опорный генератор, Д – дискретизатор.

Среднее значение и дисперсия квадратурных составляющих аддитивной помехи  $\eta_{ci}, \eta_{si}$  определяются следующим образом:

$$E(\eta_{ci}) = E(\eta_{si}) = 0, \quad E(\eta_{ci}^2) = E(\eta_{si}^2) = \sigma_\eta^2 = \frac{1}{2} e^{2(\nu + \sigma^2)}.$$

Требуется по наблюдаемой выборке случайного процесса  $y_{ci}, y_{si}, i = 1, \dots, m$  получить оценки множителей канала  $h_c, h_s$  в модели (2) по известной тестовой последовательности  $I_i, J_i$ .

### Решение задачи

Для решения задачи оценивания множителей канала в модели принимаемого процесса (2) воспользуемся процедурой наименьших квадратов (МНК), линейной рекуррентной фильтрацией Калмана и методом моментов [16-19].



1. *Метод наименьших квадратов.* Достоинством МНК является возможность получить оценки неизвестных параметров сигнала в условиях априорной неопределенности относительно законов распределения мешающего воздействия. Недостаток – не является в общем случае оптимальным, за исключением случая, когда процедура оценивания происходит на фоне АБГШ. В последнем варианте алгоритм, полученный с помощью МНК, будет совпадать с алгоритмом максимального правдоподобия (МП) и с процедурой, оптимальной по критерию минимальной среднеквадратической ошибки (СКО).

Запишем модель (2) в векторно-матричной форме:

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{D}_i \mathbf{h} + \boldsymbol{\gamma}_i, \quad (3)$$

где  $\mathbf{Y}_i = (y_{ci} \ y_{si})^T$ ,  $\mathbf{h} = (h_c \ h_s)^T$ ,  $\boldsymbol{\gamma}_i = (\gamma_{ci} \ \gamma_{si})^T$ ,  $\mathbf{D}_i = \begin{pmatrix} I_i & -J_i \\ J_i & I_i \end{pmatrix}$ ,  $i = 1, \dots, m$ , «Т» – оператор транспонирования,  $I_i, J_i$  – символы тестовой последовательности,  $E(\boldsymbol{\gamma}_i) = \mathbf{0}_{2 \times 1}$ ,  $E(\boldsymbol{\gamma}_i \boldsymbol{\gamma}_i^T) = \sigma_\gamma^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ ,  $\mathbf{0}_{2 \times 1}$  – нулевой вектор-столбец размером  $2 \times 1$ ,  $\mathbf{I}_{2 \times 2}$  – единичная матрица размером  $2 \times 2$ ,  $\sigma_\gamma^2 = \sigma_\eta^2 + \sigma_\mu^2$ . С учетом модели (3) МНК заключается в минимизации функционала  $F_1(\mathbf{h}) = \sum_{i=1}^m \|\mathbf{Y}_i - \mathbf{D}_i \mathbf{h}\|^2 = \min_{\mathbf{h}} [16]$ . В результате получим выражение для оценки  $\hat{\mathbf{h}}$ :

$$\hat{\mathbf{h}} = \left[ \sum_{i=1}^m \mathbf{D}_i^T \mathbf{D}_i \right]^{-1} \sum_{i=1}^m \mathbf{D}_i^T \mathbf{Y}_i,$$

которое можно записать в следующем виде:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\hat{h}_c \ \hat{h}_s)^T = \frac{1}{\sum_{i=1}^m (I_i^2 + J_i^2)} \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^m (y_{ci} I_i + y_{si} J_i) & \sum_{i=1}^m (y_{si} I_i - y_{ci} J_i) \end{pmatrix}^T. \quad (4)$$

Если требуется найти оценки амплитуды и фазы сигнала, то из (4) имеем:

$$\hat{A} = \sqrt{\hat{h}_c^2 + \hat{h}_s^2} = \frac{1}{\sum_{i=1}^m (I_i^2 + J_i^2)} \sqrt{\left( \sum_{i=1}^m (y_{ci} I_i + y_{si} J_i) \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^m (y_{si} I_i - y_{ci} J_i) \right)^2},$$

$$\hat{\varphi} = \arctg \left( \frac{\hat{h}_s}{\hat{h}_c} \right) = \arctg \left( \frac{\sum_{i=1}^m (y_{si} I_i - y_{ci} J_i)}{\sum_{i=1}^m (y_{ci} I_i + y_{si} J_i)} \right).$$

Замечание: функция арктангенса берется с учетом принадлежности  $\hat{h}_c, \hat{h}_s$  той или иной четверти на единичной окружности.

Оценка по формуле (4) получается в результате обработки всей выборки целиком. Поэтому время обработки сигнала складывается из длительности самого сигнала  $T_c m$  и задержки, которая образовывается из-за вычисления оценок по (4). Последняя зависит от применяемой элементной базы, на которой реализуется алгоритм.

2. *Линейная рекуррентная фильтрация Калмана.* Фильтр Калмана является оптимальным по критерию минимума СКО при гауссовских шумах. Для произвольных законов распределения мешающих воздействий алгоритм в форме фильтра Калмана можно получить, применяя модифицированный МНК в виде функционала Тихонова А.Н. [20], который является асимптотически оптимальным [21]. Предполагая, что множители канала  $\hat{h}_c, \hat{h}_s$  изменяются со временем медленно, можно записать выражение для динамической системы в виде авторегрессии первого порядка:

$$\mathbf{h}_i = \mathbf{h}_{i-1} + \boldsymbol{\zeta}_i, \quad (5)$$

где  $\boldsymbol{\zeta}_i$  – белый формирующий шум с  $E(\boldsymbol{\zeta}_i) = \mathbf{0}$ ,  $E(\boldsymbol{\zeta}_i \boldsymbol{\zeta}_i^T) = \mathbf{B} = \sigma_\zeta^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ ,  $\sigma_\zeta^2 \ll 1$ . С учетом (3), (5) запишем

функционал Тихонова:

$$F_2(\mathbf{h}_i, \hat{\mathbf{h}}_{i-1}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_0) = \sum_{i=1}^m \left( \frac{\|\mathbf{Y}_i - \mathbf{D}_i \mathbf{h}_i\|^2}{\sigma_\gamma^2} + \|\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_{i-1}\|_{\mathbf{P}_i}^2 \right).$$

Здесь  $\|\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_{i-1}\|_{\mathbf{P}_i}^2 = (\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_{i-1}; \mathbf{P}_i^{-1}(\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_{i-1}))$ ,  $(; \cdot)$  – скалярное произведение,  $\mathbf{P}_i = E((\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_{i-1})(\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_{i-1})^T)$  – ковариационная матрица ошибок экстраполяции. Оценку вектора в момент времени  $i$  будем искать по критерию  $\hat{\mathbf{h}}_i = \arg \min_{\mathbf{h}_i} F_2(\mathbf{h}_i, \hat{\mathbf{h}}_{i-1}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_0)$ . Тогда получим:

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \hat{\mathbf{h}}_{i-1} + \mathbf{K}_i(\mathbf{Y}_i - \mathbf{D}_i \hat{\mathbf{h}}_{i-1}), \quad i = 1, \dots, m, \quad (6)$$

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{D}_i^T (\mathbf{D}_i \mathbf{P}_i \mathbf{D}_i^T + \sigma_\gamma^2 \mathbf{I}_{2 \times 2})^{-1}, \quad \mathbf{P}_i = \mathbf{\Gamma}_{i-1} + \sigma_\xi^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}, \quad \mathbf{\Gamma}_i = \mathbf{P}_i - \mathbf{K}_i \mathbf{D}_i \mathbf{P}_i,$$

начальные условия:  $\mathbf{\Gamma}_0 = \sigma_\gamma^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ ,  $\hat{\mathbf{h}}_0 = (\hat{h}_{c0} \quad \hat{h}_{s0})^T$  – из априорных сведений,  $\mathbf{\Gamma}_i = E((\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_i)(\mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_i)^T)$  – ковариационная матрица ошибок фильтрации.

Достоинством алгоритма (6) является возможность осуществлять оценку неизвестных параметров в реальном времени. Недостаток состоит в наличии переходного процесса в процедуре оценивания, что может потребовать более большой объем выборки наблюдаемого сигнала для получения установившейся оценки множителей канала, чем у метода МНК (4).

3. *Метод моментов.* Суть данного подхода состоит в нахождении оценок неизвестных параметров сигнала, от которых зависит некоторый стационарный процесс, например, амплитуда помехи, через известные оценки его моментов [19]. В данной работе в качестве момента используется выборочное среднее. Синтез алгоритма оценивания множителей  $\hat{h}_c, \hat{h}_s$  будем проводить при условии сильного превосходства помехи перед гауссовским шумом или при отсутствии последнего. Используя модель (2), сформируем случайную величину  $a_i$ , которая является амплитудой помехи с логнормальным распределением и математическим ожиданием  $E(a_i) = e^{\frac{v+\sigma^2}{2}}$ , следующим образом:

$$a_i = \sqrt{(y_{ci} - h_c I_i + h_s J_i)^2 + (y_{si} - h_s I_i - h_c J_i)^2} = \Phi_i(h_c, h_s). \quad (7)$$

Далее усредним (7) по времени и приравняем к математическому ожиданию  $E(a_i)$ . В результате получим модель:

$$e^{\frac{v+\sigma^2}{2}} \approx \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \Phi_i(h_c, h_s) \quad (8)$$

Нелинейной уравнение (8) относительно неизвестных множителей канала  $\hat{h}_c, \hat{h}_s$  будем решать рекуррентно, используя теорию рекуррентной нелинейной фильтрации Стратоновича. Пусть  $l$  – номер шага итерации,  $\mathbf{h}_l = (h_{cl} \quad h_{sl})^T$  тогда, учитывая (8), запишем

$$\mathbf{h}_l = \mathbf{h}_{l-1} + \boldsymbol{\xi}_l, \quad \text{me } e^{\frac{v+\sigma^2}{2}} = \Phi(\mathbf{h}_l) + \varepsilon_l. \quad (9)$$

Здесь  $\Phi(\mathbf{h}_l) = \sum_{i=1}^m \Phi_i(h_{cl}, h_{sl})$ ,  $\boldsymbol{\xi}_l$  – шум динамической системы с  $E(\boldsymbol{\xi}_l) = \mathbf{0}_{2 \times 1}$ ,  $E(\boldsymbol{\xi}_l \boldsymbol{\xi}_l^T) = \sigma_\xi^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ ,  $\sigma_\xi^2 \rightarrow 0$ ,  $\varepsilon_l$  – ошибка,  $E(\varepsilon_l) = 0$ ,  $E(\varepsilon_l^2) = \sigma_\varepsilon^2$ . параметры  $v, \sigma^2$  известны. Нелинейной уравнение из модели (9) линеаризуем относительно переменной  $\mathbf{h}_l$  с помощью разложения его в ряд Тейлора до первого приближения в точке  $\hat{\mathbf{h}}_{l-1}$ :

$$\Phi(\mathbf{h}_l) \approx \Phi(\hat{\mathbf{h}}_{l-1}) + \boldsymbol{\Phi}'(\hat{\mathbf{h}}_{l-1})(\mathbf{h}_l - \hat{\mathbf{h}}_{l-1}) = \mathbf{d}_{l-1,0} + \mathbf{d}_{l-1,1} \mathbf{h}_l = \mathbf{D}_{l-1} \mathbf{f}_l, \quad (10)$$

где  $\boldsymbol{\Phi}'(\hat{\mathbf{h}}_{l-1})$  – первая производная функции  $\Phi(\cdot)$  в точке  $\hat{\mathbf{h}}_{l-1}$ ,  $\mathbf{D}_{l-1} = (\mathbf{d}_{l-1,0} \quad \mathbf{d}_{l-1,1})_{1 \times 3}$ ,  $\mathbf{f}_l = \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{h}_l \end{pmatrix}_{3 \times 1}$ ,  $\mathbf{d}_{l-1,0} = \Phi(\hat{\mathbf{h}}_{l-1}) - \boldsymbol{\Phi}'(\hat{\mathbf{h}}_{l-1}) \hat{\mathbf{h}}_{l-1}$ ,  $\mathbf{d}_{l-1,1} = \boldsymbol{\Phi}'(\hat{\mathbf{h}}_{l-1}) = (\boldsymbol{\Phi}'(\hat{h}_{cl}) \quad \boldsymbol{\Phi}'(\hat{h}_{sl}))_{1 \times 2}$

$$\Phi'(\hat{\mathbf{h}}_{cl-1}) = -\sum_{i=1}^m \frac{I_i(y_{ci} - \hat{\mathbf{h}}_{cl-1}I_i + \hat{\mathbf{h}}_{sl-1}J_i) + J_i(y_{si} - \hat{\mathbf{h}}_{sl-1}I_i - \hat{\mathbf{h}}_{cl-1}J_i)}{\Phi_i(\hat{\mathbf{h}}_{cl-1}, \hat{\mathbf{h}}_{sl-1})}$$

$$, \Phi'(\hat{\mathbf{h}}_{sl-1}) = \sum_{i=1}^m \frac{J_i(y_{ci} - \hat{\mathbf{h}}_{cl-1}I_i + \hat{\mathbf{h}}_{sl-1}J_i) - I_i(y_{si} - \hat{\mathbf{h}}_{sl-1}I_i - \hat{\mathbf{h}}_{cl-1}J_i)}{\Phi_i(\hat{\mathbf{h}}_{cl-1}, \hat{\mathbf{h}}_{sl-1})}.$$

Далее, возьмем преобразование  $\mathbf{f}_l$  от левой и правой части первого уравнения модели (9):

$$\mathbf{f}_l = \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{h}_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{h}_{l-1} + \xi_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{h}_{l-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \xi_l \end{pmatrix} = \mathbf{f}_{l-1} + \mathbf{W}\xi_l, \quad (11)$$

где  $\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{pmatrix}$ , причем,  $\mathbf{h}_l = \mathbf{L}\mathbf{f}_l$ ,  $\mathbf{L} = \mathbf{W}^T$ .

Для получения оценок  $\hat{\mathbf{h}}_l = \mathbf{L}\hat{\mathbf{f}}_l$  запишем функционал Тихонова с учетом формул (9), (10), (11):

$$F_3(\mathbf{f}_1, \hat{\mathbf{f}}_{1-1}, \dots, \hat{\mathbf{f}}_0) = \sum_{l=1}^{L_0} \left( \frac{\left( e^{\frac{v+\sigma^2}{2}} - \mathbf{D}_{l-1}\mathbf{f}_l \right)^2}{\sigma_e^2} + \|\mathbf{f}_l - \hat{\mathbf{f}}_{l-1}\|_{\mathbf{R}_l}^2 \right),$$

где  $\mathbf{R}_l = E((\mathbf{f}_l - \hat{\mathbf{f}}_{l-1})(\mathbf{f}_l - \hat{\mathbf{f}}_{l-1})^T)$ ,  $\sigma_e^2$  – дисперсия ошибки, учитывающая ошибку оценивания математического ожидания с помощью выборочного среднего и неточность тейлоровской аппроксимации. Оценку  $\hat{\mathbf{f}}_l$  будем искать по критерию  $\hat{\mathbf{f}}_l = \arg \min_{\mathbf{f}_l} F_3(\mathbf{f}_l, \hat{\mathbf{f}}_{1-1}, \dots, \hat{\mathbf{f}}_0)$ . В результате получим выражения:

$$\hat{\mathbf{h}}_l = \hat{\mathbf{h}}_{l-1} + \mathbf{L}\mathbf{K}_l \left( m e^{\frac{v+\sigma^2}{2}} - \Phi(\hat{\mathbf{h}}_{l-1}) \right), \quad l=1, \dots, L_0, \quad (12)$$

где  $\mathbf{K}_l = \mathbf{R}_l \mathbf{D}_{l-1}^T (\mathbf{D}_{l-1} \mathbf{R}_l \mathbf{D}_{l-1}^T + \sigma_e^2)^{-1}$ ,  $\mathbf{R}_l = \mathbf{G}_{l-1} + \sigma_e^2 \mathbf{W}\mathbf{W}^T$ ,  $\mathbf{G}_l \approx \mathbf{R}_l - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1} \mathbf{R}_l$ , начальные условия:  $\mathbf{G}_0 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} & \sigma_e^2 \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{pmatrix}_{3 \times 3}$ ,  $\hat{\mathbf{h}}_0 = (\hat{\mathbf{h}}_{c0} \quad \hat{\mathbf{h}}_{s0})^T$  из априорных сведений,  $\mathbf{G}_l = E((\mathbf{f}_l - \hat{\mathbf{f}}_l)(\mathbf{f}_l - \hat{\mathbf{f}}_l)^T)$ .

Выборочное среднее не всегда является лучшей оценкой математического ожидания, т.к. учитывает возможные выбросы случайного процесса. Поэтому для альтернативы в алгоритме (12) заменим  $E(a_i)$  на медиану логнормального распределения  $\text{med} = e^v$ , т.к. она устойчива к аномальным отклонениям в выборке наблюдаемого процесса. Тогда имеем следующее выражение для оценок

$$\hat{\mathbf{h}}_l = \hat{\mathbf{h}}_{l-1} + \mathbf{L}\mathbf{K}_l \left( m e^v - \Phi(\hat{\mathbf{h}}_{l-1}) \right), \quad l=1, \dots, L_0. \quad (13)$$

Достоинством алгоритмов (12), (13) является использование при их синтезе априорной информации о законе распределения амплитуды аддитивной помехи. Это может повысить точность оценивания множителей канала. Недостатки: переход от линейной модели (3) к нелинейной (7) влечет за собой увеличение вычислительной сложности алгоритмов (12), (13) относительно процедур (4), (6); также, как и у алгоритма (4), обработка сигнала с помощью (12), (13) происходит с использованием всей выборки наблюдаемого процесса целиком, поэтому время нахождения оценок неизвестных параметров сигнала складывается из длительности тестового сигнала и задержки, возникающей из-за вычислений по формуле (12) или (13).

### Вычислительная сложность

Для анализа вычислительной сложности рассматриваемых алгоритмов проведен подсчет количества арифметических операций  $N_{оп}$  [22]. Результат представлен в таблице 1.

Таблица 1

Вычислительная сложность алгоритмов оценивания медленно меняющихся множителей канала в системе связи с SISO

Алгоритм	$N_{оп}$
МНК (4)	$N_{оп,(9)} \cong 12m$
Фильтр Калмана (6)	$N_{оп,(11)} \cong 81m$
Метод моментов (12), (13)	$N_{оп,(17),(18)} \cong (31m + 27)L_0$

Из таблицы 1 видно, что самой высокой сложностью обладает метод моментов, а самой низкой – МНК. Так, фильтр Калмана по количеству арифметических операций превышает алгоритм МНК в 6.75 раз. Вычислительная сложность метода моментов зависит не только от объема выборки  $m$ , но и от количества итераций алгоритма (12) или (13). Таким образом, при  $m = 300$

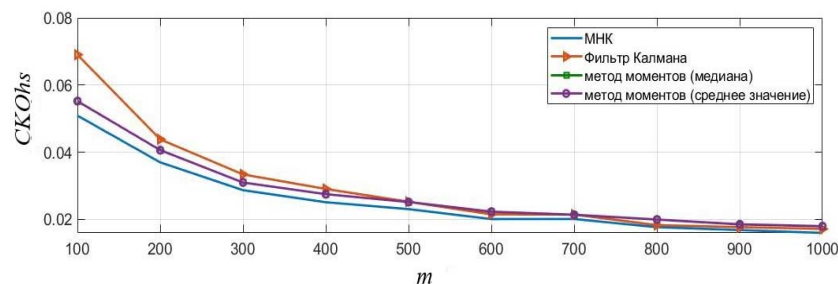
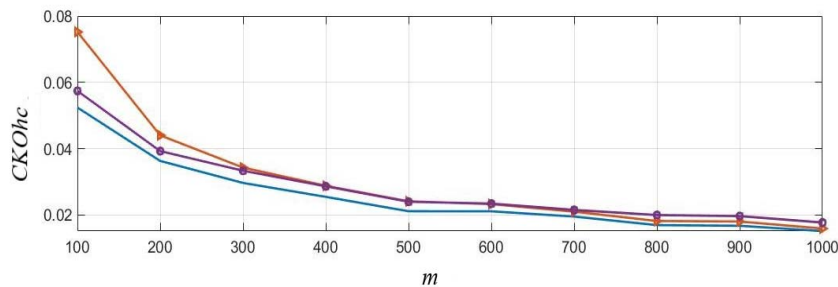
$$\frac{N_{оп,(12),(13)}}{N_{оп,(4)}} \cong 2.6L_0, \quad \frac{N_{оп,(12),(13)}}{N_{оп,(6)}} \cong 0.38L_0 .$$

### Вычислительный эксперимент

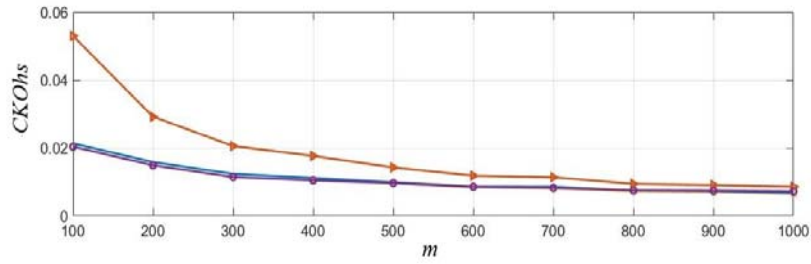
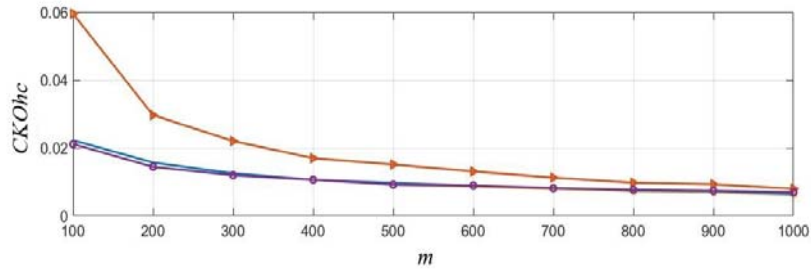
Для анализа разных алгоритмов оценивания множителей канала  $h_c = A \cos(\varphi), h_s = A \sin(\varphi)$  в модели (2) на фоне смеси помехи с логнормальным распределением амплитуды и равномерным распределением фазы и АБГШ проведен вычислительный эксперимент при следующих условиях:  $A = 3$ , начальная случайная фаза  $\varphi$  распределена равномерно в интервале  $[-\pi; \pi]$  тестовая последовательность вида сигнала 64-КАМ ( $M=64$ ), параметры помехи в (3):  $\sigma^2 = 1, v = -3$ , отношение сигнал/помеха  $q_{ш} = 10 \lg \left( \frac{P_c}{\sigma_n^2} \right) = 23$  дБ, количество экспериментов 500. На рисунке 2 показаны зависимости СКО

оценивания от длительности тестового сигнала при разных отношениях сигнал/шум  $q_{ш} = 10 \lg \left( \frac{P_c}{\sigma_\mu^2} \right)$ .

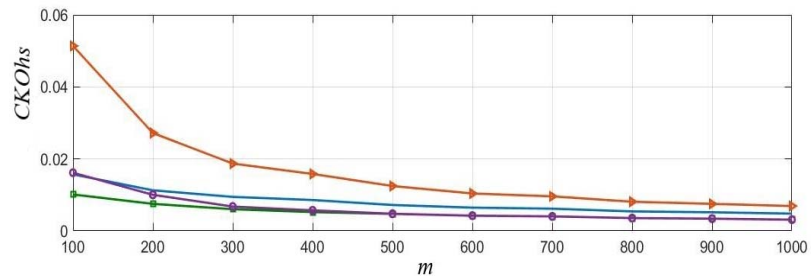
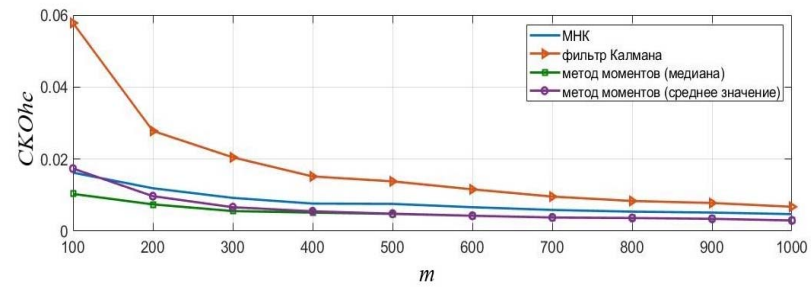
Обозначения на рисунке 2: МНК – алгоритм (4), фильтр Калмана – алгоритм (6), метод моментов (среднее значение) – алгоритм (12), метод моментов (медиана) – алгоритм (13). Параметры алгоритмов принимали следующие значения:  $\sigma_c^2 = 10^{-8}$ ,  $\sigma_e^2$  варьировались от  $10^{-2}$  до 2 в зависимости от значения  $q_{ш}$ , количество итераций для (12), (13):  $L_0 = 100$ .



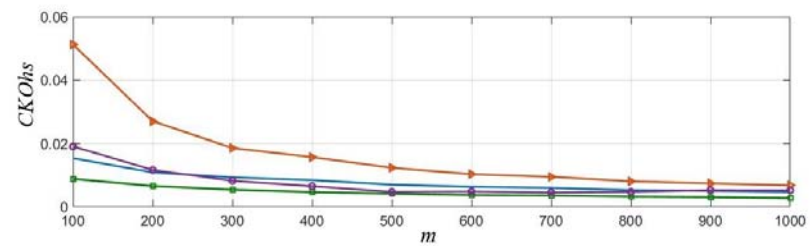
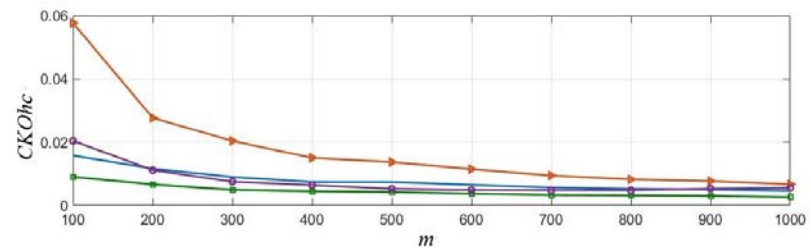
а)



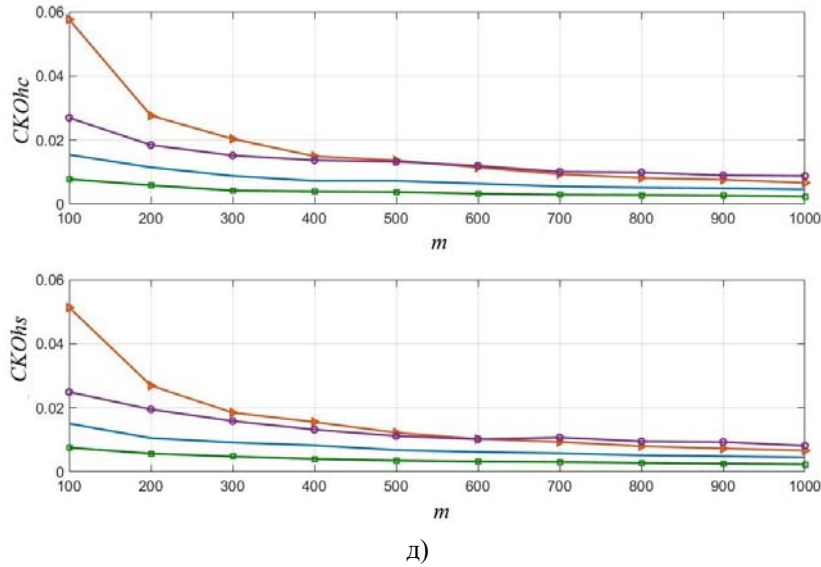
б)



в)



г)



**Рис. 2.** Зависимость СКО оценивания множителей канала в системе с одной передающей и приемной антенной (SISO) от длительности тестового сигнала вида 64-QAM при разных значениях сигнал/шум:

$\sigma_{\mu}^2 = 0.1$ ,  $q_{ш} = 10$  дБ,  $q = -13$  дБ – а;  $\sigma_{\mu}^2 = 0.01$ ,  $q_{ш} = 20$  дБ,  $q = -3$  дБ – б;  $\sigma_{\mu}^2 = 0.001$ ,  $q_{ш} = 30$  дБ,  $q = 7$  дБ – в;  
 $\sigma_{\mu}^2 = 5 \cdot 10^{-4}$ ,  $q_{ш} = 33$  дБ,  $q = 10$  дБ – г;  $\sigma_{\mu}^2 = 10^{-4}$ ,  $q_{ш} = 40$  дБ,  $q = 17$  дБ – д.

$$\text{Здесь } q = 10 \lg \left( \frac{\sigma_{\eta}^2}{\sigma_{\mu}^2} \right) \text{ – отношение помеха/шум}$$

Из рисунка 2 видно, что при маленьких значениях  $q$  (-13, -3 дБ) все рассматриваемые методы при больших объемах выборки тестового сигнала обеспечивают приблизительно одинаковые СКО оценивания множителей канала. При малой длине тестового сигнала небольшой выигрыш в точности оценивания может дать МНК. При увеличении отношения помеха/шум ( $q$  (7 - 17 дБ) меньшую СКО имеет метод моментов (медиана), особенно это проявляется при малых выборках сигнала. Из всех представленных алгоритмов наибольшую СКО имеет фильтр Калмана.

В таблице 2 приведены значения СКО оценивания множителя канала  $h_c$ , полученные по тестовой последовательности длиной  $m = 300$  отсчетов, для отношения сигнал/помеха  $q_{п} = 23$  дБ при разных отношениях сигнал/шум  $q_{ш}$  и помеха /шум  $q$ .

Таблица 2

СКО оценивания множителя канала связи  $h_c$  для  $m = 300$ ,  $q_{п} = 23$  дБ при разных значениях  $q_{ш}$  и  $q$

$q_{ш}$ , дБ / $q$ дБ	30 / 7	33 / 10	40 / 17
Фильтр Калмана (6)			
СКО	$2 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$
МНК (4)			
СКО	$9.2 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-3}$	$8.8 \cdot 10^{-3}$
Метод моментов (среднее значение) (12)			
СКО	$6.6 \cdot 10^{-3}$	$7.5 \cdot 10^{-3}$	$1.5 \cdot 10^{-2}$
Метод моментов (медиана) (13)			
СКО	$5.6 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$4.2 \cdot 10^{-3}$

Из таблицы 2 следует, что наиболее высокую точность оценивания множителя канала связи при длине тестового сигнала в 300 отсчетов обеспечивает метод моментов (медиана), который учитывает априорную информацию о законе распределения амплитуды помехи. Так при  $q = 10$  дБ СКО у алгоритма (13) меньше в 4 раза, чем у калмановской фильтрации (6), в 1.8 раз, чем у МНК (4) и в 1.5 раз, чем у (12).

## Заключение

При малых уровнях помехи относительно гауссовского шума в условиях практически неизменяющихся множителей канала связи в течении времени приема информации целесообразно использовать алгоритм МНК, т.к. он дает сравнимые результаты по точности оценивания и требует наименьшее количество арифметических операций. При увеличении значения отношения помеха/шум выигрыш в точности оценивания начинает обеспечивать метод моментов (медиана). Недостатком последнего является его более высокая вычислительная сложность.

## Литература

1. Шелухин О.И. Негауссовские процессы в радиотехнике. М: Радио и связь, 1998. 310 с.
2. Синдлер Ю.Б. Негауссовский характер накопления сигналов и помех в радиотехнических системах // Радиотехника. 1999. № 5. С. 55-59.
3. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Применение метода статистической линеаризации для описания сигналов и помех с негауссовским характером распределения // Радиотехника. 2019. №1. С.-34-43.
4. Подкуров И.А., Надеев А.Ф. Адаптивная классификация цифровых сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией на фоне аддитивного шума с негауссовским распределением // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2017. Т.8. №2. С. 39-46.
5. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов. Теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
6. Карташевский В.Г., Шатилов С.В. Адаптивная фильтрация негауссовских сигналов в каналах связи. Методы. Алгоритмы // М: Радиотехника. 2013. 176 с.
7. Милащенко Е.А., Язовский А.А. Метод адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом тракте приемника // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 49-57. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-49-57
8. Поборчая Н.Е. Синтез алгоритма оценки параметров случайного сигнала в условиях априорной неопределенности // Электросвязь. 2008. №6. С. 29- 32.
9. Поборчая Н.Е., Пестряков А.В. Синтез и анализ алгоритмов оценки искажений сигнала в системе с ММО в условиях априорной неопределенности // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т13. №10. С. 13-20.
10. Poborchaya N.E. Synthesis of an Algorithm for Estimating Signal Distortions in a DirectConversion Receiver Based on Combining a Regularizing Procedure and a Nonlinear Filtering Method // Journal of Communications Technology and Electronics. 2021. Vol. 66. No. 8, pp. 964-970.
11. Poborchaya N.E., Pestryakov A.V., Lobova E.O. Application of Approximation Constructions with a Small Number of Parameters for the Estimation of a Rayleigh Fading Multipath Channel with Doppler Spectrum Spreading // Sensors. 2022. 22(9):3488, pp. 1-28. <https://doi.org/10.3390/s22093488>
12. Поборчая Н.Е. Методы и алгоритмы оценивания параметров канала связи в условиях априорной неопределенности в системах с приемником прямого преобразования. М.: Горячая линия- Телеком, 2023. 240 с.
13. Зайцев А.Н., Троицкий В.И. О применимости логонормальной модели для вероятностного описания атмосферных и промышленных помех // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. №180. С. 129-133.
14. Зайцев А.Н., Рубцов В.Д., Троицкий В.И. О непараметрических свойствах фазового метода обработки сигнала в условиях совместного действия аддитивных и мультипликативных помех // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. №180. С. 134-137.
15. Зайцев А.Н., Рубцов В.Д., Троицкий В.И. Определение вероятностных характеристик помехи и ее смеси с сигналом по экспериментальным данным // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. №180. С. 138-143.
16. Вержбицкий В.М. Основы численных методов. М: Высшая школа, 2005. 840 с.
17. Тихонов В.И., Харисов В.Н., Смирнов В.А. Оптимальная фильтрация дискретных и непрерывных процессов // Радиотехника и электроника. 1978. Т23. №7. С. 1441-1453.
18. Шахтарин Б.И., Сучков В.Б., Губанов Д.А. Оптимальная фильтрация случайных процессов. Учебное пособие для вузов. М: Горячая линия – Телеком, 2018. 90 с.
19. Прохоров Ю.В. Вероятность и математическая статистика: Энциклопедия. / Гл. ред. Ю.В. Прохоров. М.: Большая Российская энциклопедия, 1999. 910 с.
20. Тихонов А.Н., Леонов А.С., Ягола А.Г. Нелинейные некорректные задачи. М.: Наука Физматлит, 1995. 312 с.
21. Шлома А.М. О решении операторных уравнений при неполной информации // Журнал вычисл. Математики и мат. Физики. 1996. Т. 36. № 3. С. 15 -27.
22. Даутов Р.З. Численные методы. Решение задач линейной алгебры и дифференциальных уравнений.

## ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ И КОНТРОЛЯ БПЛА В РАДИОДИАПАЗОНЕ

**Яковлев Иван Олегович,**

*магистрант, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

[vanrest2016@yandex.ru](mailto:vanrest2016@yandex.ru)

**Никоненко Алексей Владимирович,**

*к.т.н., ведущий инженер сектора развития технологий связи, управления и противодействия БПЛА,*

*Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,*

[nikon-74@mail.ru](mailto:nikon-74@mail.ru)

### **Аннотация.**

*В статье рассмотрены вопросы обнаружения и контроля БПЛА пассивными радиолокационными средствами. В условиях городской застройки и активного применения БПЛА в рамках развития технологий «умного города» пассивные средства обнаружения имеют ряд существенных преимуществ по сравнению с активными РЛС. В статье приведены классификация и обзор существующих пассивных радиолокационных средств обнаружения и контроля БПЛА. Показано, что наиболее перспективными являются портативные средства обнаружения БПЛА, в качестве преимуществ которых можно отметить: мобильность, простота применения, скрытность работы и низкая стоимость. Эффективность портативных детекторов особенно высока при обнаружении малоразмерных низколетящих БПЛА в условиях препятствий, где традиционные РЛС ограничены. Основным недостатком таких систем является то, что все существующие портативные обнаружители БПЛА реализованы на зарубежной элементной базе. Поэтому важным этапом развития таких средств является переход на отечественную элементную базу.*

**Ключевые слова:** *беспилотный летательный аппарат, радиолокационная станция, пассивное обнаружение объекта, «умный город», портативный обнаружитель.*

### **Введение**

В настоящее время наблюдается активное развитие беспилотной летательной техники, которая применяется в различных сферах деятельности человека: от доставки грузов до решения специальных задач [1-3]. Увеличения количества и возможностей беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) приводит к необходимости регулирования правил применения БПЛА на государственном уровне. Соответственно, возникает необходимость осуществлять контроль выполнения данных правил, что выражается в автоматизированном обнаружении БПЛА, незаконно использующих воздушное пространство. Такая задача относится к задачам обнаружения воздушных объектов. Для ее решения существует большое количество методов и средств, наиболее популярным из которых является радиолокационное обнаружение.

Однако, применение излучающих достаточно мощный радиосигнал радиолокационных средств (РЛС) не всегда целесообразно. Например, применение РЛС в городских условиях, например для обеспечения обнаружения БПЛА-нарушителей в «умном городе», связано с рядом существенных проблем: от требований СанПИН до сложной электромагнитной обстановки [4, 5]. В этих ограничениях актуальным становится применение пассивных РЛС. Пассивная РЛС осуществляет обнаружение и измерение координат воздушных объектов по их собственному излучению или по сигналам подсвета, излучаемых различными сторонними источниками (радиозондов, радиовещательных станций и т.д.) [6]. Данный подход обеспечивает такие преимущества как скрытность работы, малое энергопотребление, простоту реализации и экономию радиочастотного спектра [7].

В статье представлен обзор и анализ существующих систем пассивной радиолокации, их классификация и сравнительный анализ. Рассмотрены примеры коммерческих продуктов и научно-исследовательских прототипов, области их практического применения.



## 1. Основные принципы пассивной радиолокации

В основе работы пассивных радиолокационных систем лежит прием и анализ радиоизлучений целей или отражений от них сигналов сторонних источников [8]. Принцип действия пассивной РЛС можно представить как последовательное выполнение следующих этапов (см. рис. 1):

1. Прием сигналов: несколько пространственно разнесенных приемников одновременно принимают сигналы в заданном частотном диапазоне. Антенны приемников могут быть ненаправленными или слабонаправленными.

2. Первичная обработка: принятые каждым приемником сигналы усиливаются, фильтруются, оцифровываются и передаются по линиям связи на центральный пункт обработки.

3. Взаимная синхронизация: для точного измерения временных задержек перехода сигналов на разные приемники необходима их точная синхронизация по времени и частоте. Это достигается путем использования высокостабильных опорных генераторов или сигналов глобальных навигационных спутниковых систем.

4. Вторичная обработка: на центральном пункте принятые от разных приемников сигналы подвергаются корреляционной обработке, в ходе которой оцениваются взаимные временные задержки и доплеровские сдвиги частоты. На основе этих измерений определяются дальности и радиальные скорости целей.

5. Определение координат: по измеренным разностям времени прихода сигналов от цели на разные приемники вычисляются линии положения. Координаты цели находятся как точка пересечения этих линий (метод гиперболической локации).

6. Отображение информации: данные о количестве обнаруженных целей, их координатах и скоростях отображаются на экранах операторов в виде меток на фоне картографической информации.

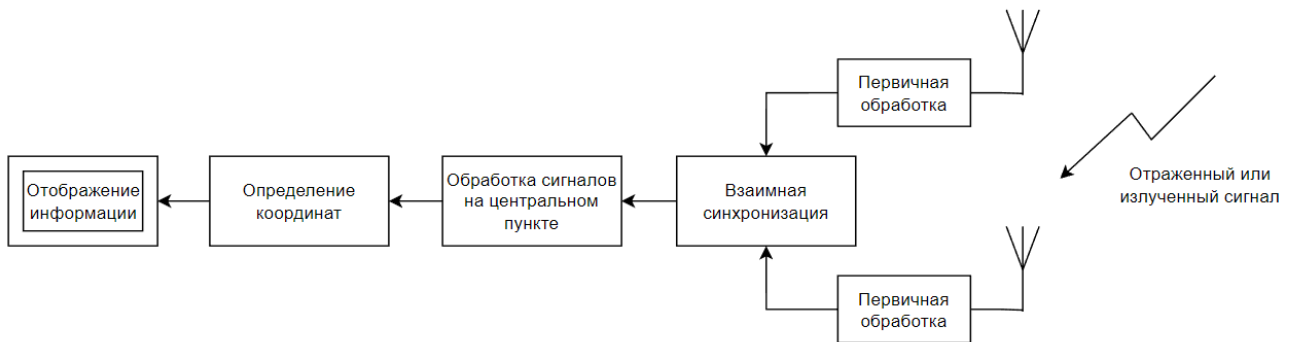


Рис. 1. Структурная схема принципа действия пассивной РЛС

Важную роль в пассивной радиолокации играют методы цифровой обработки сигналов. Они позволяют эффективно отфильтровать помехи и шумы, выделяя слабые полезные сигналы от целей. Это достигается за счет использования специальных алгоритмов, которые автоматически подстраиваются под текущую помеховую обстановку [6]. Такой подход обеспечивает высокую чувствительность и помехозащищенность пассивных систем радиолокации даже в сложных условиях.

## 2. Классификация пассивных РЛС

Существующие системы пассивной радиолокации можно классифицировать по нескольким ключевым признакам (см. рис. 2) [7, 9].



Рис. 2. Классификация пассивных радиолокационных обнаружителей

1. По типу используемых сигналов подсвета:

- системы на основе сигналов вещательных передатчиков (FM-радио, ТВ);
- системы на основе сигналов сотовой связи (GSM, UMTS, LTE);
- системы на основе сигналов спутниковых систем (GPS, ГЛОНАСС, Iridium);
- системы на основе сигналов сторонних РЛС.

2. По режиму работы:

- системы непрерывного мониторинга: обеспечивают постоянный обзор пространства.
- системы с накоплением: работают в циклическом режиме, чередуя периоды накопления и обработки сигналов.

3. По количеству приемных позиций:

- однопозиционные системы: имеют одну приемную позицию.
- многопозиционные системы: имеют две и более приемные позиции.

4. По мобильности:

- стационарные системы: размещаются на фиксированных позициях.
- мобильные системы: размещаются на подвижных носителях (автомобили, корабли, самолеты)
- портативные системы.

Каждая разновидность систем пассивной радиолокации обладает своими особенностями, которые определяют сферы их практического использования. Множество современных комплексов создается на основе модульной архитектуры, предоставляя возможность гибкого сочетания различных типов приемных модулей и алгоритмов обработки сигналов в зависимости от решаемых задач.

Важными характеристиками пассивных РЛС являются ширина полосы частот обрабатываемых сигналов, чувствительность приемных трактов, разрешающая способность по дальности и скорости, количество одновременно сопровождаемых целей. От этих параметров зависят потенциальные возможности системы по дальности обнаружения, точности определения координат, способности работать в сложной целевой и помеховой обстановке.

### 3. Обзор и анализ существующих систем

Рассмотрим основные типы систем пассивной радиолокации: стационарные, мобильные, а также портативные (ручные) детекторы.

*Стационарные системы*

К наиболее известным относятся «Silent Sentry» (Lockheed Martin, США), «Celldar» (ERA, Чехия) и «Контур-03М» (Россия).

РЛК «Silent Sentry» (см. рис. 3) – многопозиционный пассивный радиолокационный комплекс, использующий сигналы FM-радио и ТВ-передатчиков для обнаружения воздушных целей. Состоит из 3-6 приемных позиций на удалении до 40 км друг от друга. Обеспечивает обнаружение целей на дальностях до 200 км и точность определения координат 50-100 м. Применяется для контроля воздушного пространства и раннего предупреждения [10].



Рис. 3. Система «Silent Sentry» на передвижном контейнере с обрабатывающей аппаратурой

РЛС «Celldar» (см. рис. 4) – однопозиционная пассивная РЛС диапазона 1,8-2,2 ГГц для работы по сигналам систем сотовой связи GSM/UMTS. На одной приемной позиции обеспечивает радиус обнаружения до 60-100 км. Точность определения координат составляет 100-200 м. Используется для мониторинга воздушного пространства вокруг аэропортов и других важных объектов [11].

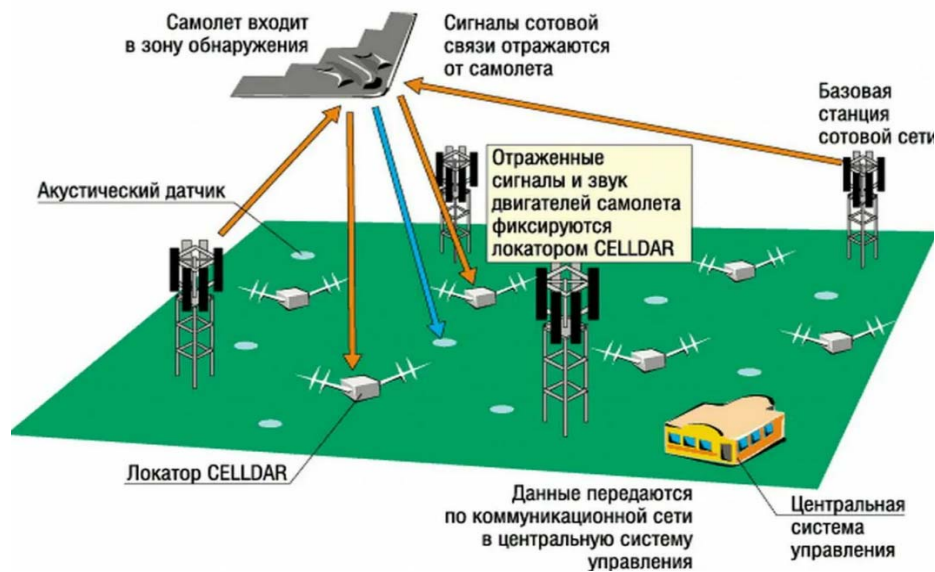


Рис. 4. Работа системы «Celldar»

РЛС «Контур-03М» (см. рис. 5) – бистатический пассивный локатор L-диапазона (2,3-2,5 ГГц) для скрытного обнаружения малоразмерных БПЛА на ближних дальностях. Имеет одну приемную позицию и дальность обнаружения до 1,5 км для целей с ЭПР > 0,01 м<sup>2</sup>. Точность определения координат не больше 1 м. Предназначен для охраны объектов от пролета несанкционированных БПЛА [12].



**Рис. 5.** Внешний вид локатора «Контур-03М»

#### *Мобильные РЛС*

К ним можно отнести российские РЛС «Скат-Т» и «Скат-С».

РЛС «Скат-Т» (см. рис. 6) – транспортабельный комплекс пассивной радиолокации диапазона 100-6000 МГц. Обнаруживает воздушные цели в радиусе до 5 км по высотам до 1 км от одной приемной позиции. Точность определения координат составляет порядка 10 м [13].



**Рис. 6.** РЛС «Скат-Т»

#### *Портативные детекторы*

«RF-TRN» (см. рис. 7) – многочастотный (1,1–5,8 ГГц) портативный обнаружитель БПЛА. Работает в режиме пассивного всенаправленного обнаружения. Время распознавания цели не более 2 секунд. Диапазон рабочих температур от -20°C до +55°C. Дальность обнаружения: 0,7-1,2 км всенаправленной антенной и 2-3 км – пеленгационной [14].



**Рис. 7.** Детектор «RF-TRN»

Портативный обнаружитель «Булат» (рис. 8) – портативный пассивный обнаружитель для противодействия беспилотным летательным аппаратам. Обнаруживает и идентифицирует популярные марки дронов, включая DJI, Autel, Wi-Fi и FPV-дроны на расстоянии до 1,5 км. Диапазон рабочих частот 2-6 ГГц [15].



Рис. 8. Портативный обнаружитель «Булат»

Портативный обнаружитель «Люттик» – портативный энергетический обнаружитель сигналов БПЛА, разработанный в МТУСИ. Принцип его работы заключается в обнаружении сигналов в диапазоне частот 2,4-2,5 ГГц с полосой более 5 МГц, независимо от типа модуляции. Максимальная дальность обнаружения достигает до 1 км. Способен одновременно детектировать неограниченное количество сигналов беспилотников. Благодаря компактным размерам и низкому энергопотреблению «Люттик» может применяться мобильными группами для оперативного обнаружения активности дронов в заданном секторе.

Приведенные примеры показывают, что технологии пассивной радиолокации активно развиваются. Ведутся работы по расширению типов используемых сигналов подсвета, увеличению дальности и точности работы систем, повышению их гибкости и адаптивности.

#### 4. Сравнительный анализ характеристик систем

В таблице 1 приведены ключевые характеристики рассмотренных систем в области пассивной радиолокации.

Таблица 1

Сравнительный анализ характеристик систем пассивной радиолокации

Система	Silent Sentry	Celldar	Контур-03М	Скат-Т	RF-TRN
Разработчик	Lockheed Martin	ERA	Антидронтех	Чистое небо	Бас Глори Эир
Тип	Стационарный	Стационарный	Стационарный	Мобильный	Портативный
Диапазон частот	FM, ТВ	GSM, UMTS	2,3–2,5 ГГц	100-6000 МГц	1,1-5,8 ГГц
Дальность обнаружения, км	до 200	до 60-100	До 1,5 (при ЭПР цели > 0,01 м <sup>2</sup> )	До 5	0,7-3
Точность определения координат, м	50-100	100-200	≤1	≤10	-
Количество приемных позиций	3-6	1-3	1	1	1

Из сравнения видно, что системы отличаются по используемым сигналам подсвета, дальности обнаружения целей, точности определения координат и количеству приемных позиций. Стационарные системы за счет большего количества приемных позиций обеспечивают наибольшую дальность

обнаружения, но требуется больше времени для того, чтобы развернуть эти позиции. Мобильные и портативные комплексы меньшую зону действия, но более компактны, что позволяет оперативно менять разведывательную позицию.

Следует принять во внимание, что реальные характеристики пассивных радиолокационных систем могут варьироваться в зависимости от специфики условий их использования. На реальные характеристики влияют такие факторы, как особенности рельефа местности в области применения, уровень присутствующих сигналов помех, доступность и мощность сигналов подсвета.

## 5. Перспективы развития технологий пассивной радиолокации

Технологии пассивной радиолокации, невзирая на существующие достижения, имеют возможности для дальнейшего совершенствования и прогресса.

Перспективным направлением развития пассивной радиолокации являются портативные детекторы, которые дополняют возможности стационарных и мобильных систем благодаря своей компактности, малому весу и удобности в переноске. Эффективность данных систем особенно высока при обнаружении низколетящих целей. Основными преимуществами портативных детекторов по отношению к стационарным являются:

— Мобильность. Стационарные комплексы требуют фиксированного размещения и длительного развертывания. Портативные детекторы же чрезвычайно мобильны и могут быстро переноситься в любую точку для обнаружения угроз.

— Простота применения. Портативные обнаружители просты в использовании и не требуют высококвалифицированного персонала, в отличие от стационарных систем.

— Скрытность. На местности портативные пассивные радиолокаторы труднее обнаружить, чем крупные стационарные комплексы.

Также немалым преимуществом является низкая стоимость портативных детекторов.

Эффективность портативных детекторов особенно высока при обнаружении низколетящих БПЛА и в условиях наличия препятствий, затрудняющих применение активных РЛС и оптических систем. Развитие портативных пассивных детекторов БПЛА становится важным направлением совершенствования технологий пассивной радиолокации, расширяя возможности своевременного обнаружения угроз со стороны малоразмерных низколетящих целей.

## Заключение

Несмотря на достигнутый прогресс, технологии пассивной радиолокации сохраняют значительный потенциал для дальнейшего развития. Особое внимание сейчас уделяется развитию портативных обнаружителей, которые начинают превосходить стационарные и мобильные системы благодаря мобильности, простоте применения, скрытности работы и низкой стоимости. Эффективность портативных детекторов особенно высока при обнаружении малоразмерных низколетящих БПЛА в условиях препятствий, где традиционные РЛС ограничены. Дальнейшее развитие подобных средств расширяет возможности своевременного обнаружения «несанкционированных» БПЛА. Однако, как показывает анализ схемотехнических решений в портативных обнаружителях БПЛА, при их создании существует недостаток: все существующие портативные обнаружители БПЛА реализованы на зарубежной элементной базе. Поэтому важным этапом развития таких средств является переход на отечественную элементную базу.

## Литература

1. Тимошенко А.В., Милованов П.Г., Кочкаров А.А., Лядова Е.Ф. Критерии многокритериального выбора конфигурации телекоммуникационной сети системы непрерывного мониторинга с подвижными средствами наблюдения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №8. С. 30-35.
2. Чертова О.Г., Чиров Д.С. Построение опорной сети связи на базе малоразмерных беспилотных летательных аппаратов с отсутствием наземной инфраструктуры // Научные исследования в космических исследованиях Земли. 2019. Т. 11. № 3. С. 60–71. doi: 10.24411/2409-5419-2018-10269
3. Chirov D.S., Chertova O.G., Lobov E.M., Bazylev M.V. Construction of a Communication Channel with UAVs Based on Direct Sequence Spread Spectrum Signals // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496771.

4. *Lavrov A.A., Antonov I.K., Ovchinnikov V.G., Nikonenko A.V., Chirov D.S.* The Concept of a Multi-Beam Radar in the Smart City Air Traffic Control System // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416048.
5. *Chirov D.S., Kochetkov Y.A.* Optimization of the Placement Topology of Spatially Distributed Receiving and Transmitting Posts for the Detection of Small UAVs in the Conditions of a “Smart City” // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-7, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166037.
6. *Chertova O.G., Chirov D.S., Rymshin K.Y.* Algorithm of UAVs Automatic Control for Building a Communication System // 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russia, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/WECONF51603.2021.9470705.
7. *Ильин Е.М., Климов А.Э., Пащин Н.С.* и др. Пассивные локационные системы. Перспективы и решения // Вестник СибГУТИ, 2015. №2. С. 7-19.
8. *Бархатов А.В., Веремьев В.И., Ковалев Д.А.* Радиолокация по сигналам сторонних источников // Инновации, 2013. №9. С. 114-119.
9. *Бакулев П.А.* Радиолокационные системы. Учебник для ВУЗов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2015. 440 с.
10. Revised Silent Sentry / [Электронный ресурс]. URL: [https://www.mobileradar.org/Documents/Silent\\_Sentry.pdf](https://www.mobileradar.org/Documents/Silent_Sentry.pdf) (дата обращения: 27.04.2024).
11. *Dimitrios Oikonomou, Panagiotis Nomikos.* Passive Radars and their use in the Modern Battlefield // Journal of Computations & Modelling, vol.9, no.2, 2019, pp. 37-61.
12. Пассивный локатор для обнаружения дронов - «Контур 03 М» / [Электронный ресурс]. URL: [https://antidronetech.ru/catalog/passivnyu\\_bistatcheskiy\\_lokator/](https://antidronetech.ru/catalog/passivnyu_bistatcheskiy_lokator/) (дата обращения: 27.04.2024).
13. Системы обнаружения и подавления БПЛА | Чистое Небо / [Электронный ресурс]. URL: <https://abpla.ru/?ysclid=lufqwr96nb553274864> (дата обращения: 27.04.2024).
14. Система обнаружения и подавления БПЛА | БАС ГЛОРИ ЭЙР / [Электронный ресурс]. URL: <https://basga.ru/anti-uav> (дата обращения: 27.04.2024).
15. Всенаправленный детектор БПЛА «Булат» v.3 | Компания “3mx” / [Электронный ресурс]. URL: <https://3mx.ru/products/detektor-bpla-bulat-v3> (дата обращения: 03.05.2024).



# БЫСТРЫЕ СПЕКТРАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В УСЕЧЕННОМ БАЗИСЕ УОЛША-АДАМАРА И синхронизация М-ПОДОБНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Ву Ши Дао,

Московский технический университет связи и информатики, аспирант, Москва, Россия  
[vusydaomtusi@gmail.com](mailto:vusydaomtusi@gmail.com)

Ермакова Анастасия Всеволодовна,

Московский технический университет связи и информатики, аспирант, Москва, Россия  
[msikisylia@gmail.com](mailto:msikisylia@gmail.com)

Горгадзе Светлана Феликсовна,

Московский технический университет связи и информатики, д.т.н., профессор, Москва, Россия  
[s.f.gorgadze@mtuci.ru](mailto:s.f.gorgadze@mtuci.ru)

## Аннотация

Рассмотрена проблема построения алгоритмов быстрых спектральных преобразований в усеченных базисах функций Уолша-Адамара и, в частности, в прямоугольном ортогональном базисе функций Радемахера, для ускоренного поиска (синхронизации) шумоподобных сложных сигналов, формируемых на основе вариантов линейных рекуррентных псевдослучайных последовательностей (М-последовательностей). Показано, что преобразование входного сигнала именно в этих системах дискретных функций позволяет обеспечить значительный выигрыш по числу элементарных арифметических операций, по сравнению с преобразованием в других ортогональных системах.

## Ключевые слова

Быстрое преобразование Адамара, Функция Уолша, функция Радемахера, усеченная матрица Адамара, прореживания матрицы Адамара.

## Введение

В настоящее время наблюдается бурное развитие спутниковых радиосистем систем различного назначения, начальный этап работы которых составляет процедура обнаружения (поиска) шумоподобных сложных сигналов (СлС), формируемых на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП) [1, 2]. Соответствующий алгоритм обнаружения сводится к цифровому векторно-матричному перемножению, вычислительная сложность которого пропорциональна длине квадрата ПСП, на основе которой сформирован СлС, что существенно затрудняет программную реализацию алгоритма его обнаружения. Поэтому для формирования таких сигналов целесообразно использовать ПСП, приводящиеся к специальным ортогональным функциям, в системах которых можно построить быстрые алгоритмы векторно-матричного перемножения [3, 4]. Поэтому будем рассматривать в качестве исходной системы ортогональных функций систему Уолша-Адамара, к строкам которой, как известно, приводятся линейные рекуррентные последовательности (ЛРП), а их сегменты преобразуются к прореженным функциям Уолша. ЛРП можно привести к любой из функций Радемахера, принадлежащих системе функций Уолша, а ПСП Голда – к модифицированным аналогам функций Радемахера [5-9].

**Целью работы** является разработка методов быстрых спектральных преобразований в полном и усеченном базисе функций Уолша-Адамара, а также в прямоугольной системе ортогональных функций Радемахера для ускоренного обнаружения (поиска) СлС, формируемых на основе ЛРП и ПСП, производных от них.

## 1. Функции Радемахера и система Уолша-Адамара

Любая дискретная система Радемахера  $N$ -го порядка описывается формулой:

$$r_i(x) = (-1)^{x_i} = \cos \pi x_i, \quad (1)$$

где  $r_i(x)$  – функция Радемахера,  $x = 0, 1, \dots, (N-1)$  – ее целочисленный аргумент,  $i = 1, 2, \dots, m$  – номер



функции в системе Радемахера,  $m = \log_2 N$  – объем системы,  $x_i \in \{0,1\}$  – значения  $i$ -го разряда двоичного представления  $x$ . Так, система Радемахера при  $m = 4$  система 16-го порядка состоит из четырех функций:  $r_1(x) = 11111111-1-1-1-1-1-1-1-1$ ,  $r_2(x) = 1111-1-1-1-1-1111-1-1-1-1$ ,  $r_3(x) = 11-1-111-1-111-1-111-1-1$  и  $r_4(x) = 1-11-11-11-11-11-11-11$ . Таким образом, если число  $x$  меняется от 0 до  $(N-1)$ , то значения любого разряда  $x_i$  его двоичного представления изменяется периодически с периодом  $2^{N/2^i}$ , следовательно, любая функция Радемахера является периодической, и на интервале длиной  $N$  укладывается ровно  $2^{i-1}$  ее периодов. Кроме того, очевидно, что функции Радемахера в любой их системе являются ортогональными и нечетными, в результате чего их можно использовать для разложения только не четных дискретных сигналов, то есть система не является полной [8].

Любая полная ортогональная система функций Уолша  $N$ -го порядка может быть получена на основе соответствующей системы Радемахера того же порядка. В частности, система Уолша-Адамара может быть получена по правилу:

$$had(h, x) = \prod_{i=1}^n [r_i(x)]^{h_i} = [r_1(x)]^{h_1} [r_2(x)]^{h_2} \dots [r_n(x)]^{h_n}, \quad (2)$$

где  $had(h, x)$  – функция Уолша,  $h = 0, \dots, (N-1)$  – ее номер в системе Уолша-Адамара,  $h_1, h_2, \dots, h_n$  – значения разрядов двоичного представления  $h$  ( $h_n$  – младший разряд). Таким образом, объем полной системы функций Уолша-Адамара  $A_m$  составляет  $N$ , а матрица  $A_m$ , описывающая эту систему содержит  $N$  строк, и в ее строках с номерами  $y = 2^v, v = 0, 1, 2, 3 \dots 2^{m-1}$  содержатся функции Радемахера, поскольку в этом случае двоичное представление  $y$  лишь в одном разряде содержит единицу.

Иначе матрица Уолша-Адамара  $A_m$  порядка  $N$  определяется как  $m$ -я кронекеровская степень матрицы Адамара второго порядка размером  $2 \times 2$ :

$$A_m = A_2^{[m]}, \quad (3)$$

где

$$A_2^{[m]} = A_2^{(1)} \times A_2^{(2)} \times \dots \times A_2^{(i)} \times \dots \times A_2^{(m)},$$

$$A_2^{(i)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

$\times$  – обозначение кронекеровского перемножения матриц [8].

## 2. Факторизация матрицы Уолша-Адамара и быстрое преобразование Адамара

Матрица  $A_m$  может быть факторизована, то есть представлена как простое произведение матриц, содержащих большое число нулевых символов, то есть в виде:

$$A_m = B_m^m, \quad (3)$$

где  $B_m$  – квадратная матрица порядка  $N = 2^m$ . Значения ее элементов  $b_{h,x}$  может быть найдено с помощью теоремы Гуда, которая применима только к матрицам  $A_m$ , представляющим собой кронекеровские степени более простых матриц  $B_m$ , где  $h$  – номер строки, а  $x$  – номер столбца, в которых находится элемент  $b_{h,x}$ . Согласно этой теореме

$$b_{h,x} = \left\{ \lambda_{\varepsilon,r} \delta_Q^G \right\}, \quad \varepsilon = h_1, r = x_m, \quad (4)$$

где  $\lambda_{\varepsilon,r}$  – элементы матрицы  $A_2$ ,  $\varepsilon = 0, 1$  и  $r = 0, 1$  – номера ее строк и столбцов соответственно,

$$\delta_Q^G = \begin{cases} 1 & \text{при } G = Q \\ 0 & \text{при } G \neq Q \end{cases} \quad (5)$$

символ Кронекера, причем  $G = [x/2]$  – целая часть от числа  $x/2$ ,  $Q = ((h))_{N/2}$  – остаток от деления  $h$  на  $N = 2^{m-1}$ ;  $h_1$  – старший разряд представления числа  $h$  в двоичной системе счисления, где  $h = h_m + 2h_{m-1} + \dots + 2^{m-1}h_1$ ;  $x_m$  – младший разряд представления числа  $x$  в двоичной системе счисления.

С целью определения структуры матрицы  $B_m$  заметим, что значения дискретной функции  $[x/2]$  равняются  $0, 0, 1, 1, 2, 2, 3, 3, \dots, 2^{m-1} - 1, 2^{m-1} - 1, 2^m, 2^m$ , а значения  $((h))_{N/2}$  соответственно равны  $0, 1, 2, 3, \dots, 2^{m-1} - 1, 0, 1, 2, \dots, 2^{m-1} - 1$ . Но тогда из (5) следует, что в каждой ее строке будет лишь два элемента, отличных от нуля, то есть

$$B_m = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ & & & \dots & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ & & & \dots & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Таким образом, разложение любого дискретного сигнала, представленного в виде вектора  $X$ , по базисным функциям системы Уолша-Адамара с учетом факторизации матрицы  $A_m$  описывается формулой:

$$Y = B_m^m X = B_m [B_m \dots [B_m X]]. \quad (7)$$

Согласно (7) сначала вычисляется столбец  $Y_1 = B_m X$ , потом столбец  $Y_2 = B_m Y_1$  и т.д. Последним вычисляется столбец  $Y_m = B_m Y_{m-1}$ . Процедуры вычисления столбцов  $Y_1, Y_2, \dots, Y_m$  одинаковы, и описываются элементарным графом с учетом алгоритма факторизации матрицы Адамара. Число операций суммирования, необходимых для вычисления  $Y$ , равняется  $N \log_2 N = Nm$ . В то же время при непосредственном умножении матрицы  $A_m$  на  $X$  потребуется  $N^2$  элементарных арифметических операций [5,8].

### 3. Взаимосвязь системы Уолша-Адамара и матрицы-циркулянта М-последовательности

Любой циклический сдвиг М-последовательности (МП) [9] можно привести к некоторой функции Уолша. С этой целью следует переставить ее символы по возрастанию значений элементов мультипликативной группы поля Галуа. Эта группа должна быть образована с помощью сопровождающей матрицы  $H_{МП}$  неприводимого примитивного полинома, на основе которого сформирована данная МП. В данном случае необходимо использовать матрицу:

$$H_{МП} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ & & \dots & & \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ a_0 & a_1 & \dots & a_{m-2} & a_{m-1} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где  $a_0, a_1, \dots, a_{m-2}, a_{m-1}$  – коэффициенты неприводимого примитивного двоичного полинома.



Таким образом, в (11) аналоги функций Радемахера обозначены как  $r_{0a}, \dots, r_{(m-1)a}$ . Как видно, при формировании матрицы  $W_{m(1,0)}$  функции  $r_{0a}, \dots, r_{(m-1)a}$  суммируются по модулю 2 с элементами мультипликативной группы поля Галуа, построенной на основе сопровождающей матрицы полинома  $H_{МП2}$  с первообразным элементом  $\alpha_{H_{МП2}}^0 = [1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^T$ , где  $[\cdot]^T$  – обозначение операции транспонирования матрицы, а

$$H_{МП2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & a_0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & a_1 \\ & & \dots & & \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_{m-2} \\ 0 & 0 & \dots & 1 & a_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Тогда в  $i$ -ой строке  $W_{m(1,0)}$  располагается функция Уолша без нулевого символа при нумерации символов от нуля, формируемая при сложении векторов  $r_{0a}, \dots, r_{(m-1)a}$  с весовыми коэффициентами, соответствующими элементам вектора  $x = H_{МП2}^i \alpha_{H_{МП2}}^0$ . В результате в  $i$ -ой строке матрицы  $W_{m(1,0)}$  находится функция, которую можно представить как:

$$w_{i(1,0)} = x_{0,i} r_{0a} \oplus x_{1,i} r_{1a} \oplus \dots \oplus x_{m-1,i} r_{(m-1)a}, \quad (13)$$

где

$$\begin{bmatrix} x_{0,i} \\ x_{1,i} \\ \dots \\ x_{m-1,i} \end{bmatrix} = H_1^i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Заметим, что арифметические операции, которые описываются выше в этом разделе статьи, проводятся с элементами расширенного поля Галуа, заданного над простым полем, включающем 0 и 1. Но операции с векторами и матрицами производятся в соответствии традиционными правилами работы с ними, хотя символы расширенного поля – это символы простого поля. Таким образом, операции с символами матриц и векторов производятся по модулю два. Но, как следует из разделов 1 и 2 данной статьи операции в системах Уолша-Адамара и Радемахера производятся при их представлении в алфавите -1,1. Поэтому следует произвести замену символов МП в матрицах-циркулянтах по правилу:  $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow -1$ . При этом элементы мультипликативных групп полей Галуа рассматриваются в алфавите 0,1. Тогда матрицу  $W_{m(1,0)}$  в алфавите 1,-1 можно представить как:

$$W_{m(1,-1)} = \begin{bmatrix} r_0^{x_{0,0}} \cdot r_1^{x_{1,0}} \cdot \dots \cdot r_{(m-1)}^{x_{m-1,0}} \\ r_0^{x_{0,1}} \cdot r_1^{x_{1,1}} \cdot \dots \cdot r_{(m-1)}^{x_{m-1,1}} \\ \dots \\ r_0^{x_{0,N-1}} \cdot r_1^{x_{1,N-1}} \cdot \dots \cdot r_{(m-1)}^{x_{m-1,N-1}} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где функции Радемахера без нулевого символа при их нумерации от нуля  $r_0, \dots, r_{(m-1)}$  представлены в алфавите 1,-1, а элементы мультипликативной группы поля Галуа – в алфавите 0,1. Тогда  $i$ -я строка матрицы  $W_{m(1,-1)}$  соответствует формуле:

$$w_{i(1,-1)} = r_0^{x_{0,i}} \cdot r_1^{x_{1,i}} \cdot \dots \cdot r_{(m-1)}^{x_{m-1,i}}, i = 0, \dots, N-1, \quad (16)$$

где степени функций Радемахера можно рассчитать по рассчитываются по формуле (14).

Далее, к матрице (15) добавим верхнюю строку и столбец слева, состоящие из единиц, в результате чего получим ортогональный базис функций Уолша, упорядоченных в соответствии последовательностью элементов мультипликативной группы поля Галуа, построенной по модулю неприводимого примитивного полинома с коэффициентами  $a_0, a_1, \dots, a_{m-2}, a_{m-1}$  и его сопровождающей матрицей вида  $\mathbf{H}_{МП2}$  при первообразном элементе  $\alpha^0_{H_1} = [10 \dots 00]^m$ . Но для такой матрицы такой структуры не известен алгоритм ее быстрого перемножения с вектором. Быстрый алгоритм умножения известен для матрицы Адамара, в которой функции Уолша упорядочены по Адамару, в которой

$$\mathbf{w}_{j(1,-1)A_0} = \mathbf{r}_0^{h_{0,j}} \cdot \mathbf{r}_1^{h_{1,j}} \cdot \dots \cdot \mathbf{r}_{(m-1)}^{h_{m-1,j}}, j = 0, \dots, N, \quad (17)$$

где  $h_{0,j}, h_{1,j}, \dots, h_{m-1,j}$  – значения разрядов двоичного представления номера строки  $j$  ( $h_{m-1,j}$  – младший разряд).

Таким образом, при синхронизации МП на основе быстрого преобразования Адамара в системе Уолша-Адамара не обходимо сопоставить матрицу (15) с матрицей Адамара. Но очевидно, что, переставив строки матрицы, упорядоченной по степеням максимальной мультипликативной группы поля Галуа по возрастанию значений элементов этой группы, получим матрицу Адамара.

Таким образом, любой циклический сдвиг МП в соответствии с правилом, описанным в данном разделе, может быть приведен к функции Уолша без нулевого символа при нумерации символов от нуля. После его добавления и ускоренного умножения матрицы Адамара на полученный вектор получим отсчеты периодической автокорреляционной функции МП. Выигрыш по числу элементарных арифметических операций составит  $N/m$  раз, по сравнению с традиционным алгоритмом вычисления этой функции.

#### 4. Ускоренное перемножение системы Радемахера и вектора

С целью разработки такого алгоритма будем учитывать, что функции Радемахера располагаются в строках матрицы Адамара  $\mathbf{A}_m$  с номерами  $y = 2^v, v = 0, 1, 2, 3 \dots 2^{m-1}$  (например, при  $m = 5$  – в строках с номерами 1,2,4,8,16, при  $m = 9$  – в строках с номерами 1,2,4,8,16,32,64,128,256), при  $m = 10$  – в строках с номерами 1,2,4,8,16,32,64,128,256,512 и т.д.), а также возможность представления  $\mathbf{A}_m$  в виде простого произведения слабо заполненных матриц  $\mathbf{B}_m$ , что описано выше.

Правила быстрых спектральных преобразований в усеченных базисах системы Уолша-Адамара описаны в [10]. Сохраняя в матрице  $\mathbf{A}_m$  только  $m$  строк с номерами  $y$  из общего их числа, равного  $2^m$ , получим усеченную матрицу Адамара. В матрице  $\mathbf{B}_1$  сохраняются только  $m$  строк с теми же номерами  $y = 2^v, v = 0, 1, 2, 3 \dots 2^{m-1}$ , которые были сохранены в матрице  $\mathbf{A}_m$ , то есть при умножении полученной усеченной матрицы  $\mathbf{B}_{1y}$  на результат умножения  $\mathbf{B}_{2y} \dots \mathbf{B}_{my}$  на входной вектор  $\mathbf{X}$  потребуется лишь  $m$  операций суммирования. Матрицу  $\mathbf{B}_{2y}$  получим учитывая, что  $(N - 2m)$  столбцов матрицы  $\mathbf{B}_{1y}$  состоят только из нулевых элементов. Эти столбцы тоже надо исключить из  $\mathbf{B}_{1y}$ , одновременно исключая строки матрицы  $\mathbf{B}_2$ , номера которых совпадают с номерами столбцов, исключенных в  $\mathbf{B}_{1y}$ , поэтому матрица  $\mathbf{B}_{2y}$  содержит  $2m$  строк, и при умножении ее на  $\mathbf{B}_3 \dots \mathbf{B}_m \mathbf{X}$  потребуется лишь  $2m$  операций суммирования, в последней матрице  $\mathbf{B}_{my}$  всегда сохраняется  $2^m$  строк, то есть  $\mathbf{B}_{my} = \mathbf{B}$ .

Таким образом, число строк, сохраняемых в матрицах  $\mathbf{B}_{sy}, s = 1, \dots, m$  и совпадающее с числом элементарных операций суммирования, которое надо произвести для перемножения вектора с каждой матрицей, описывается как  $m + 2m + (2 \cdot 2m - 4) + (2 \cdot (2 \cdot 2m - 4) - 8) + (2 \cdot (2 \cdot (2 \cdot 2m - 4) - 8) - 16) + \dots$

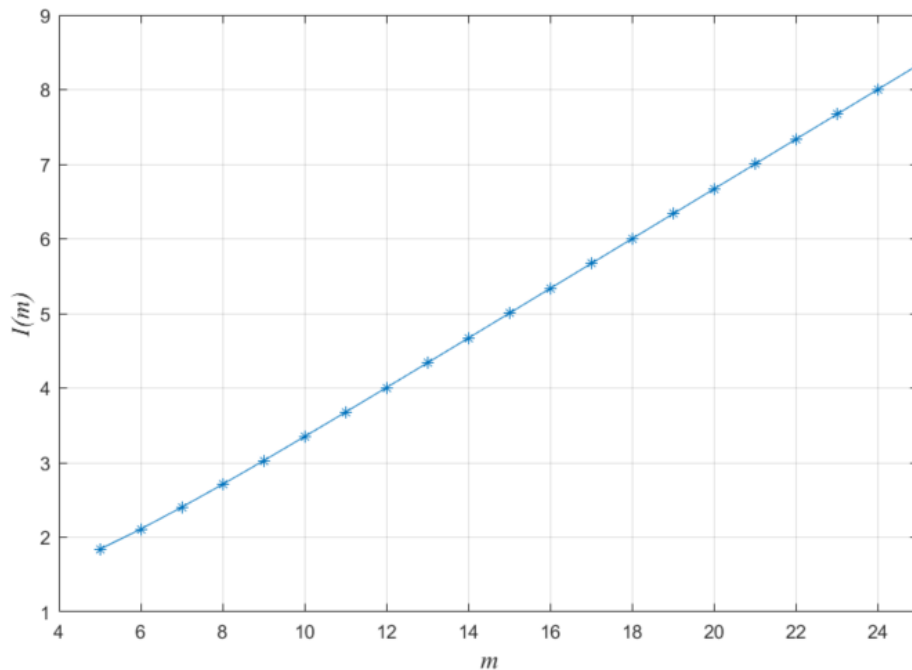
Можно вывести рекуррентную формулу для расчета числа ненулевых строк матриц  $\mathbf{B}_{sy}$ :

$$B(s) = \begin{cases} m, & \text{если } s = 1, \\ 2m, & \text{если } s = 2, \\ 2B(s-1) - 2^{s-1}, & \text{если } s = 3, 4, \dots, \end{cases}$$

где  $B(s)$  – число строк, сохраняемых в матрице  $B_{sy}$ . Тогда число элементарных математических операций суммирования при ускоренном умножении матрицы из функций Радемахера на вектор:

$$S = B(1) + B(2) + \sum_{s=3}^m 2B(s-1) - 2^{s-1},$$

а выигрыш в числе таких операций, по сравнению с простым перемножением матрицы такой же размерности на вектор составит  $I(m) = m2^m / S$ . Оценить значимость этого выигрыша можно, анализируя рис.1. Как видно, при  $m = 5$  он составляет примерно 1.84, но при типичных длинах ПСП, использующихся при построении, например, навигационных кодов, он более существенный – при  $N = 511 (m = 9)$  выигрыш составляет 3 раза, а при  $N = 1023 (m = 10)$  – 3,4 раза. Подчеркнем, что на рис. 1 приводится выигрыш в числе элементарных операций при ускоренном перемножении матрицы функций Радемахера и вектора, по сравнению с простым перемножением.



**Рис. 1.** Выигрыш в числе элементарных арифметических операций при ускоренном перемножении матрицы функций Радемахера и вектора, по сравнению с простым перемножением

Как известно, ПСП Голда могут быть преобразованы к аналогам функций Радемахера, а быстрое перемножение системы Радемахера и преобразованной дискретной функции будет соответствовать вычислению периодической автокорреляционной функции ПСП Голда с использованием быстрого преобразования в усеченном базисе Уолша-Адамара. Выигрыш по числу элементарных арифметических операций, по сравнению с простым перемножением матрицы и вектора в зависимости от длины ПСП соответствует рисунку 1.

### Заключение

Таким образом, показано, что циклические сдвиги любой линейной рекуррентной последовательности приводятся к матрице функций Уолша без нулевых столбца и строки при их нумерации от нуля, упорядоченной по степеням элементов мультипликативной группы поля Галуа, построенного

на основе неприводимого примитивного полинома, использовавшегося при формировании этой последовательности. В то же время матрица функций Уолша-Адамара упорядочена иначе, в соответствии со значениями разрядов двоичного представления номера ее строки. В результате этого при синхронизации последовательностей с большими периодами повторения после вычисления быстрого преобразования Адамара путем ускоренного перемножения матрицы Уолша-Адамара и отсчетов входного сигнала, приведенных к функции Уолша, необходимо учитывать взаимосвязь структур вышеупомянутых вариантов функций Уолша, что требует дополнительных вычислительных затрат, которые легко можно оценить, используя формулы, приведенные в данной статье.

Другой вариант синхронизации ПСП предполагает их последовательное приведение к функциям Радемахера с последующим вычислением быстрого преобразования в системе этих функций. Но выигрыш по числу элементарных арифметических операций, по сравнению в простым корреляционным алгоритмом, в этом случае будет меньше, чем при вычислении полного быстрого преобразования Адамара, и определяется в соответствии с графиком, приведенным на рис. 1, поскольку разложение по функциям Радемахера следует производить многократно, то есть в среднем приблизительно  $2^{m-1} / m$  раз.

### Литература

1. Горгадзе С.Ф., Ву Ш.Д. Обнаружение и синхронизация слабых по мощности шумоподобных сигналов в спутниковой радиосистеме // Т-Сопн: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. №8. С. 4-20.
2. Горгадзе С.Ф. Сложные композитные сигналы с равномерной амплитудной огибающей для спутниковых радионавигационных систем // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. №4. С. 317-331.
3. Ву Ш.Д., Горгадзе С.Ф. Устройство ускоренного поиска шумоподобного сигнала // Технологии информационного общества. Сборник трудов XVI Международной отраслевой научно-технической конференции – Москва, 2022. С. 88-90.
4. Гут Т.М., Горгадзе С.Ф. Характеристики ковариационных функций и оценка параметров шумоподобного сигнала // Телекоммуникации и информационные технологии. 2019. Т. 6. №2. С. 35-41.
5. Лосев В.В., Бродская, Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. М.: Радио и связь, 1988. 224 с.
6. Смирнов Н.И., Горгадзе С.Ф. Энергетические спектры шумоподобных сигналов различных типов // Радиотехника и электроника. 1990. Т. 35. №3. С. 556.
7. Ву Ш.Д., Горгадзе С.Ф. Эффективность устройства грубой оценки параметров синхронизации шумоподобного сигнала // DPSA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2023. Т. 13. № 1. С. 31-39.
8. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Сов. радио, 1975. 205 с.
9. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
10. Горгадзе С.Ф. Асимметричные модификации обобщенного быстрого преобразования Фурье и Фурье-Адамара // Радиотехника и электроника. 2005. Т 50. №3. С. 302-308.

## МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОЙ ЛИНИИ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ В ТРАНСПОРТНОЙ ЛОГИСТИКЕ

**Козлов Сергей Витальевич,**

*Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук,  
Москва, Россия*  
[skozlov@ipiran.ru](mailto:skozlov@ipiran.ru)

**Шабанов Александр Петрович,**

*Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук,  
Москва, Россия*  
[apshabanov@mail.ru](mailto:apshabanov@mail.ru)

**Кубанков Александр Николаевич,**

*Московский технический университет связи и информатики,  
Москва, Россия*  
[a.n.kubankov@mtuci.ru](mailto:a.n.kubankov@mtuci.ru)

### **Аннотация.**

*Поставлена и решена задача по созданию модели для динамической линии управления и контроля в беспилотной авиационной системе, осуществляющей перемещение технических изделий по существующим логистическим транспортным коридорам, открытым для перевозки грузов железнодорожным транспортом. Научным результатом является новая модель процесса передачи команд управления полетом от станции внешнего пилота в воздушное судно. Новизна модели заключается в автоматической реструктуризации параметров линии управления и контроля в зависимости от фактического места воздушного судна на маршрутах логистической сети с учетом заданных показателей своевременности доставки команд управления в воздушное судно. Экономический эффект для предприятий беспилотной авиации состоит в снижении затрат на оборудование и на оплату труда внешних пилотов. Техно-экономический эффект для предприятий транспортной логистики заключается в повышении пропускной способности транспортных коридоров за счет дополнительного грузооборота с использованием беспилотной авиации.*

***Ключевые слова:** транспортная логистика, беспилотная авиационная система, линия управления и контроля, передача команд управления полетом.*

### **1. Введение. Объект и задача исследования**

Исследование относится к предметной области проблемы повышения пропускной способности железнодорожных транспортных коридоров и с торговыми партнерами, например с Китаем [1], за счет применения в этих коридорах дополнительных транспортных ресурсов – беспилотных авиационных систем вертолетного и (или) самолетного типа. Например, в работе [2] похожая проблема решается путем организации информационного взаимодействия предприятий-эксплуатантов морских судов и предприятий-эксплуатантов железнодорожного транспорта.

Объектом настоящего исследования является линия управления и контроля в беспилотной авиационной системе.

Поставлена и решается задача о создании модели многолинейного тракта передачи данных в линии управления и контроля для передачи команд управления полетом от станции внешнего пилота в дистанционно пилотируемое воздушное судно.

Научная новизна данного решения заключается в автоматической реструктуризации параметров активности линий (трактов передачи данных) в составе линии управления и контроля в зависимости от фактического места воздушного судна на маршрутах логистической сети.

На основании проведенного на массиве известных публикаций обследования материальных и нематериальных сущностей, относящихся к транспортной логистике, например [1-8] получены следующие результаты:

1. Выявлены сущностные компоненты беспилотной авиационной системы и железнодорожной транспортной системы, на базе которых должен воспроизводиться процесс передачи команд управления полетом в воздушное судно. Это:



автоматизированная система управления полетом и семантическая база данных с цифровой картой навигации в логистической сети, размещенные в станции внешнего пилота из состава беспилотной авиационной системы;

автоматизированная система управления логистикой и семантическая база данных с цифровой картой навигации в логистической сети, размещенные в вычислительном комплексе железнодорожной транспортной системы;

методы и средства для обеспечения организационной, семантической и технической совместимости в транспортной логистике предприятий-эксплуатантов беспилотной авиационной системы и железнодорожной транспортной системы.

2. Сформулировано ключевое требование к процессу передачи команд управления по линии управления и контроля:

функции данного процесса должны воспроизводиться с применением выявленных при обследовании сущностных компонентов предприятий-эксплуатантов транспортной логистики – беспилотных авиационных систем и железнодорожных систем.

3. С целью выполнения этого требования разработаны варианты возможных научно-технических решений о построении новой модели для линии управления и контроля беспилотной авиационной системы – модели процесса передачи команд управления полетом от станции внешнего пилота в воздушное судно в условиях:

эксплуатации единой информационно-технологической среды предприятий-эксплуатантов беспилотной авиационной системы и железнодорожной транспортной системы;

обеспечения организационной, семантической и технической совместимости предприятий-эксплуатантов;

заданных показателей своевременности доставки команд управления от станции внешнего пилота в воздушное судно.

4. Проведен структурный анализ разработанных вариантов научно-технических решений. По результатам анализа создана новая *динамическая модель процесса передачи команд управления полетом*.

5. Обоснованы актуальность новой модели и положительный эффект, достигаемый от применения данной модели в транспортной логистике предметной области, в том числе:

производительный и экономический эффекты для предприятий-эксплуатантов транспортных систем, достигаемый благодаря их совместной деятельности;

оперативно-технический эффект для изделий, транспортируемых на воздушных судах, достигаемый благодаря ускорению доставки к месту проведения ремонта, технического обслуживания, модернизации и обратно – к месту их эксплуатации.

## 2. Термины и определения

При исследовании использовались термины и определения, которые присущи научным и техническим публикациям, относящимся к области беспилотных авиационных систем, например [5], к информационным технологиям по обеспечению совместимости организационных систем [7, 8], к методам исследования [9-12], а также следующие известные термины, определения для которых сформулированы применительно к теме исследования.

*Динамическая линия управления и контроля* – многолинейный тракт передачи данных между станцией внешнего пилота и дистанционно пилотируемым воздушным судном, в котором включение той или иной линии (тракта передачи данных) в процесс передачи команды управления (данных) зависит от места прохождения воздушного судна в логистической сети.

*Организационная совместимость предприятий* – взаимодействие автономных предприятий-эксплуатантов транспортных систем на уровне общих целей, осуществляемое в соответствии с заключенными договорными соглашениями.

*Семантическая совместимость* – составная часть организационной совместимости, характеризующаяся, как способность взаимодействующих предприятий-эксплуатантов одинаковым образом интерпретировать смысл информации, которой они обмениваются.

*Техническая совместимость* – составная часть организационной совместимости, характеризующаяся, как совместимость на уровне инженерных средств, аппаратно-программных комплексов, протоколов обмена информацией и форматов представления информации.

### 3. Анализ вариантов построения модели

При разработке вариантов построения возможных научно-технических решений, на основе которых должны выполняться функции по автоматической реструктуризации параметров активности отдельных линий (трактов передачи данных) в составе линии управления и контроля беспилотной авиационной системы применены гипотетический подход и дедуктивный метод.

С помощью гипотетического подхода на массиве известных публикаций о научно-технических решениях, о моделях и методах, например [1, 3, 7-11], о национальных стандартах [4-6] разработана типовая функциональная модель процесса передачи команды управления полетом в автономной (несовместимой с другими транспортными системами) беспилотной авиационной системы (рис. 1).

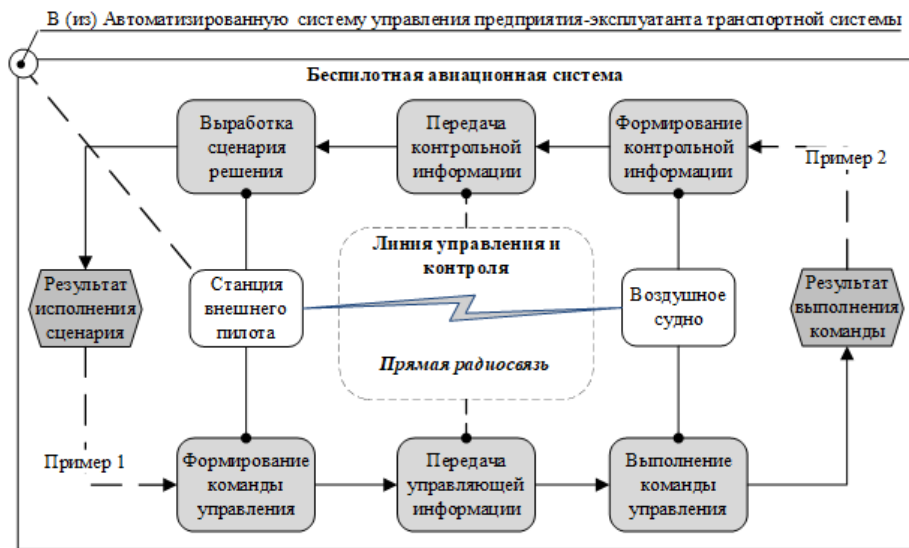


Рис. 1. Типовая функциональная модель процесса передачи команды управления полетом

Как видно на рисунке (рис. 1), формирование команды управления осуществляется как реакция на контрольную информацию, передаваемую в станцию внешнего пилота.

Контрольная информация включает в себя, как минимум, сведения:

- о фактическом состоянии компонентов движительных механизмов, регулируемых с помощью команд управления;

- о текущих координатах судна на цифровой карте навигации в логистической сети;

- о метеорологических и других условиях внешней среды, которые негативно влияют или могут оказать негативное влияние на движение воздушного судна по маршруту.

Следует отметить, что:

- процесс передачи команды управления является компонентом более общего процесса – процесса управления полетом беспилотной авиационной системы;

- функции общего процесса, которые не приведены на Рис. 1, могут быть реализованы, как ресурсы, размещенными в автоматизированной системе управления предприятия-эксплуатанта беспилотной авиационной системы, так и ресурсами, размещенными в других системах управления, например, в системе управления предприятия-эксплуатанта железнодорожной транспортной системы.

При этом, контрольная информация может передаваться либо из оборудования, размещенного на воздушном судне, либо извне – например, из автоматизированной системы управления предприятия-эксплуатанта транспортной системы, как правило, за исключением информации о состоянии движительных механизмов.

Проведено когнитивное осмысление гипотетических способов применения типовой функциональной модели процесса передачи команды управления полетом (Рис. 1) при следующих условиях:

- эксплуатации беспилотной авиационной системы осуществляется в автономном режиме;

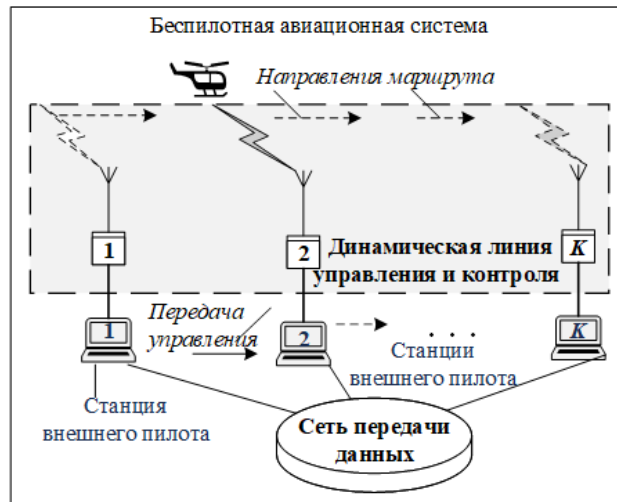
- эксплуатации беспилотной авиационной системы осуществляется в режиме организационной совместимости с железнодорожной транспортной системой.

Разработаны варианты построения возможных научно-технических решений.

**Вариант 1** – для автономного режима эксплуатации беспилотной авиационной системы при прямой радиовидимости между станцией внешнего пилота и радиостанцией, построенный на основе структурной схемы информационно-коммуникационной сети (рис. 2).

Характерное свойство, которое присуще первому варианту:

передача команды управления полетом по динамической линии управления и контроля осуществляется в режиме прямой ультракоротковолновой радиосвязи между парами компонентов – станцией внешнего пилота (1, 2, ..., K) и, соответствующей ей, радиостанцией (1, 2, ..., K).



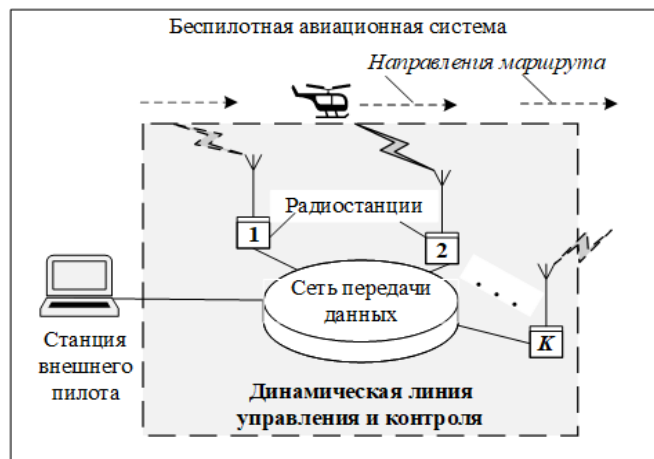
**Рис. 2.** Структурная схема информационно-коммуникационной сети для передачи команды управления полетом (вариант 1)

Режим прямой ультракоротковолновой радиосвязи предусматривает ограничения по дальности передачи информации, что обуславливает необходимость устанавливать в транспортном коридоре и эксплуатировать дополнительное число радиостанций и станций внешнего пилота, размещать и обеспечивать жизнеспособность пилотирующих пилотов. При этом:

передача управления полетом между станциями внешнего пилота осуществляется посредством аренды линий (трактов) в сети передачи данных, которая эксплуатируется другим предприятием;

реструктуризация параметров активности линий (трактов передачи данных) в линии управления и контроля осуществляется автоматически путем изменения взаимосвязанных пар компонентов в линии управления и контроля.

**Вариант 2** – для автономного режима эксплуатации беспилотной авиационной системы с одной станцией внешнего пилота и дистанционно управляемыми радиостанциями, построенный на основе структурной схемы информационно-коммуникационной сети (рис. 3).



**Рис. 3.** Структурная схема информационно-коммуникационной сети для передачи команды управления полетом (вариант 2)

Характерные свойства, которые присущи второму варианту:

динамическая линия управления и контроля представляет собой совокупность линий (трактов), выделенных в сети передачи данных, и дистанционно управляемых радиостанций (1, 2, ..., K);

каждая линия (тракт) передачи данных соединена с одной из радиостанций, установленных в транспортном коридоре;

каждая радиостанция обеспечивает прямую ультракоротковолновую радиосвязь с воздушным судном в зоне своей прямой радиовидимости.

Режим дистанционной ультракоротковолновой радиосвязи посредством линий (трактов) передачи данных, используемый в анализируемом варианте 2:

с одной стороны, увеличивает время передачи команды управления от станции внешнего пилота и, тем самым, затрудняет выполнение требований, предъявляемых к своевременности предоставления информации в воздушное судно;

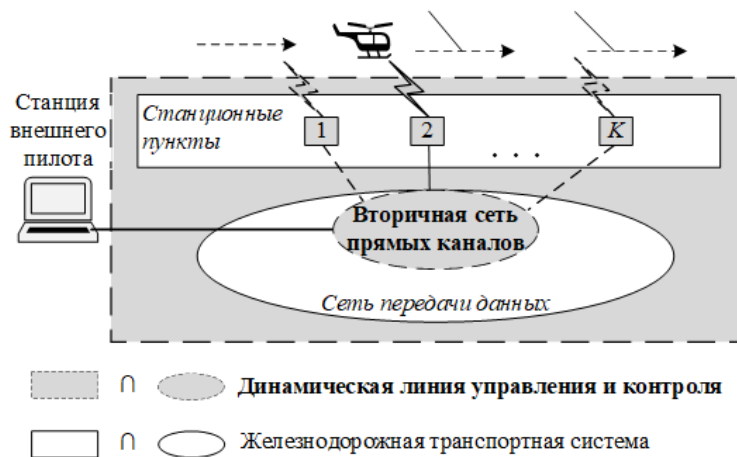
с другой стороны, по сравнению с вариантом 1, уменьшает число станций внешнего пилота до одной единицы и, тем самым, повышает экономический эффект.

Линии (тракты) динамической линии управления и контроля, выделяются в сети передачи данных другого предприятия для предприятия-эксплуатанта беспилотной авиационной системы на правах аренды.

Реструктуризация параметров активности линий (трактов передачи данных) в линии управления и контроля осуществляется автоматически путем изменения взаимосвязанных пар линий (трактов) и радиостанций.

**Вариант 3** – построенный на основе структурной схемы информационно-коммуникационной сети (Рис. 4) для эксплуатации беспилотной авиационной системы в режиме организационной совместимости ее предприятия-эксплуатанта с предприятием-эксплуатантом железнодорожной транспортной системой.

Оперативно-технические свойства, которые присущи второму варианту (рис. 3), в отношении компонентов из состава динамической линии управления и контроля – выделенных линий (трактов) передачи данных и ультразвуковых радиостанций для радиосвязи с воздушным судном в зонах их прямой радиовидимости, также присущи и третьему варианту, представленному на рисунке (рис. 4), где компоненты 1, 2, ..., K – радиостанции, обеспечивающие прямую радиосвязь с воздушным судном в своих зонах радиовидимости, и которые размещены в станционных пунктах железнодорожной транспортной системы.



**Рис. 4.** Структурная схема информационно-коммуникационной сети для передачи команды управления полетом (вариант 3)

Характерное свойство, которое присуще третьему варианту относится к фактору организационной, семантической и технической совместимости предприятия-эксплуатанта беспилотной авиационной системы и предприятия-эксплуатанта железнодорожной транспортной системы, которое осуществляет перемещение грузов по торговому транспортному коридору.

Это – факт наличия договорного соглашения между предприятиями (признак их организационной совместимости), в котором учтены интересы обеих сторон:

по использованию ресурсов беспилотной авиационной системы в бизнес-процессах железнодорожной транспортной системы – для перемещения товаров, например технических изделий, на воздушных судах,

что увеличивает грузооборот в торговом транспортном коридоре и, как следствие, прибыль предприятия-эксплуатанта соответствующего предприятия;

по использованию ресурсов железнодорожной транспортной системы в бизнес-процессах беспилотной авиационной системы – для выполнения функций по управлению полетом воздушного судна и, в частности функций в процессе передачи команд управления в воздушное судно,

что снижает затраты на оборудование и на оплату труда и жизнеобеспечение внешних пилотов для предприятий-эксплуатантов беспилотных авиационных систем, по сравнению с вариантом 1 (рис. 2) и вариантом 2 (рис. 3).

#### 4. Новая модель процесса передачи команд управления

В результате проведенного структурного анализа вариантов архитектуры линии управления и контроля в беспилотной авиационной системе (раздел III) сформулировано следующее утверждение.

Структурная схема (вариант 3), построенная на основании принципа обеспечения организационной совместимости предприятий-эксплуатантов авиационной и железнодорожной транспортными системами (рис. 4), и предназначенная для передачи команд управления полетом по линии управления и контроля:

обладает несомненным преимуществом перед другими вариантами (рис. 2 и 3), как в сроках выполнения проектных и внедренческих работ по вводу беспилотных авиационных систем в действующие и планируемые логистические транспортные коридоры, так и по требуемым для этого объемам инвестициям;

является концептуальным компонентом для разработки новой модели процесса передачи команд управления полетом по линии управления и контроля в беспилотной авиационной системе.

Исходя из данного утверждения разработана цифровая модель информационно-коммуникационной структуры для процесса передачи команд управления полетом от станции внешнего пилота к воздушному судну, как один из компонентов модели процесса управления полетом воздушного судна, представленной в работе [3].

Цифровая модель информационно-коммуникационной структуры размещена в семантической базе данных станции внешнего пилота и отображает взаимосвязанные структурированные данные о компонентах в линии управления и контроля (рис. 5).

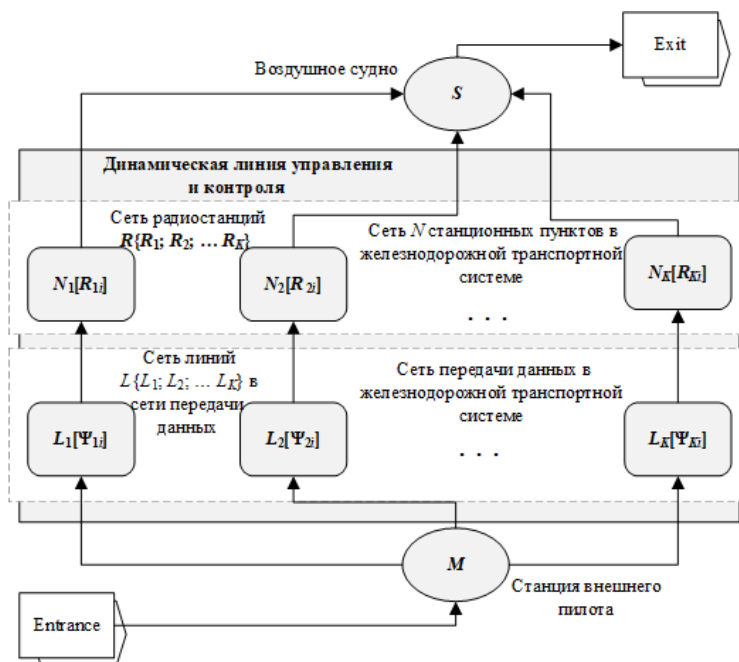


Рис. 5. Цифровая модель информационно-коммуникационной структуры для процесса передачи команд управления полетом

На рисунке обозначено:

$M$  – станция внешнего пилота;

$S$  – воздушное судно;

$N\{N_1; N_2; \dots N_K\}$  – сеть стационарных пунктов  $N_i$  в железнодорожной транспортной системе;

$R\{R_1; R_2; \dots R_K\}$  – сеть радиостанций  $R_i$ , размещенных стационарных пунктов  $N_i$  железнодорожной транспортной системе

$L\{L_1; L_2; \dots L_K\}$  – сеть линий (трактов) в сети передачи данных железнодорожной транспортной системы, которые выделены для передачи данных по линии управления и контроля;

$L\{L_1[\Psi_{1i}]; L_2[\Psi_{2i}]; \dots L_K[\Psi_{Ki}]\}$  – параметры  $[\Psi_{ji}]$  линий  $\{L_i\}$  в сети передачи данных железнодорожной транспортной системы, которые выделены для передачи данных по линии управления и контроля беспилотной авиационной системы;

$N\{N_1[R_{1i}]; N_2[R_{2i}]; \dots N_K[R_{Ki}]\}$  – параметры  $[R_{ji}]$  стационарных пунктов  $\{N_i\}$  в железнодорожной транспортной системе, в которых размещены дистанционно управляемые радиостанции из состава линии управления и контроля;

$R\{R_1[R_{1i}]; R_2[R_{2i}]; \dots R_K[R_{Ki}]\}$  – параметры  $[R_{ji}]$  в сети радиостанций  $\{R_j\}$ , размещенных в стационарных пунктах  $\{N_i\}$  железнодорожной транспортной системы, и которые настроены с целью приема данных из линий (трактов)  $\{L_i\}$  в сети передачи данных железнодорожной транспортной системы, выделенных для линии управления и контроля беспилотной авиационной системы.

Новое, по сравнению с известными цифровыми моделями-аналогами (Рис. 2, Рис. 3), характерное свойство цифровой модели информационно-коммуникационной структуры (Рис.5) состоит в способности изменять параметры активности линий (трактов)  $\{L_1[\Psi_{11}]; L_2[\Psi_{21}]; \dots L_K[\Psi_{K1}]\}$  в линии управления и контроля.

Процесс производства таких изменений по своей сути является процессом актуализации линии управления и контроля и представляет собой составную часть (подпроцесс) в процессе передачи команд управления полетом от станции внешнего пилота в воздушное судно.

В процессе актуализации линии управления и контроля выполняют следующие действия.

1. Прием в станции внешнего пилота из авиационной службы наблюдения за полетом информации о местоположении воздушного судна.

2. Фиксация местоположения судна на цифровой навигационной карте и определение радиостанции, например  $R_j$  из сети радиостанций  $R\{R_1; R_2; \dots R_K\}$ , в зоне прямой радиовидимости которой, обнаружено местоположение судна.

3. Оценка выполнения условия – например, «параметр активности радиостанции  $R_j$ , например  $[R_{ji}]$  равен 1 (единице)?»:

если  $[R_{ji}] = 1$ , то радиостанция активна, изменения в цифровой модели не производятся.

4. Если  $[R_{ji}] = 0$ , то радиостанция неактивна, и производятся следующие действия:

параметр активности радиостанции  $R_j$  устанавливается в состояние активности  $[R_{ji}] = 1$ ;

параметр активности  $[R_{Ki}]$  радиостанции  $R_K$ , которая находилась в состоянии активности, устанавливается в состояние неактивности  $[R_{ji}] = 0$ ;

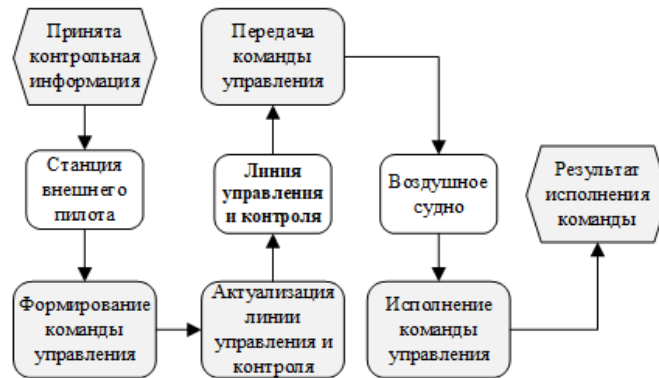
параметр активности  $[\Psi_{ji}]$  линии (тракта) из числа линий  $\{L_1[\Psi_{11}]; L_2[\Psi_{21}]; \dots L_K[\Psi_{K1}]\}$  в линии управления и контроля, которая совместима с радиостанцией  $R_j$ , устанавливается в состояние активности –  $[\Psi_{ji}] = 1$ ;

параметр активности  $[\Psi_{Ki}]$  линии (тракта)  $L_K$  из числа линий  $\{L_1[\Psi_{11}]; L_2[\Psi_{21}]; \dots L_K[\Psi_{K1}]\}$  в линии управления и контроля, которая находилась в состоянии активности, устанавливается в состояние неактивности  $[\Psi_{Ki}] = 0$ .

Действия, изложенные в п. 4 производятся, как в отношении рассматриваемой цифровой модели, так и в отношении реальных компонентов в линии управления и контроля беспилотной авиационной системы.

На рисунке 6 представлена новая модель процесса передачи команды управления полетом от станции внешнего пилота в воздушное судно.

В данной модели процесс отображается в виде последовательности выполнения функций с привлечением ресурсов, которые автоматически исполняют эти функции.



**Рис. 6.** Новая модель процесса передачи команды управления полетом от станции внешнего пилота в воздушное судно

Новизна представленной модели процесса передачи команды управления полетом определяется наличием подпроцесса актуализации линии управления и контроля. Область применения данной модели в качестве подпроцесса передачи управляющей информации распространяется на известные методы управления движением полетом беспилотных воздушных судов.

## 5. Заключение

Исследуется тема об использовании беспилотных авиационных систем в логистических транспортных коридорах совместно с железнодорожными системами.

Поставлена и решена научная задача о создании нового научно-технического решения для динамической линии управления и контроля в беспилотной авиационной системе, в частности, осуществляющей перемещение технических изделий с целью выполнения технологических, ремонтных и других работ, и обратно – на предприятия-эксплуатанты изделий.

Научным результатом исследования является новая модель процесса передачи команды управления полетом от станции внешнего пилота в воздушное судно, составной частью которого является новый подпроцесс актуализации структуры линии управления и контроля в беспилотной авиационной системе.

Достигнутый научный результат добавил в процесс управления полетом новое качество – автоматическое управление информационно-коммуникационной структурой линии управления и контроля в условиях совместной эксплуатации беспилотных авиационных и железнодорожных систем.

Обоснована актуальность применения новой модели в логистических процессах с использованием беспилотных авиационных систем, в том числе, в условиях действующих санкций [12] в отношении предприятий-участников международной торговли.

Основными положительными эффектами от применения новой модели процесса управления полетом являются:

экономический эффект для предприятий беспилотной авиации – снижение затрат на стационарное оборудование и на оплату труда внешних пилотов;

техничко-экономический эффект для предприятий железнодорожных систем – повышение пропускной способности транспортных коридоров за счет дополнительного грузооборота с использованием беспилотной авиации;

оперативно-технический эффект для изделий, транспортируемых на воздушных судах – сокращение сроков их ремонта, технического обслуживания, модернизации и внедрения в них новых научно-технических решений.

## Литература

1. Крикунов И.С., Файзуллин А.Р., Бенсон И.Н. Моделирование и совершенствование российско-китайской транспортной сети в текущих экономических условиях // Экономика и управление: проблемы, решения. 2024. Т. 1, № 1(142). С. 59-69. DOI: 10.36871/ek.up.p.r.2024.01.01.008.

2. *Никифорова Г.И.* Исследование информационного взаимодействия железнодорожного и морского транспорта в логистических цепях доставки груза // Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2022. Т. 19, № 1. С. 82-89. DOI: 10.20295/1815-588X-2022-19-1-82-89.
3. *Kozlov S.V., Kubankov A.N., Shabanov A.P.* Unmanned aircraft systems in logistics processes with network management // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF-2022), vol. 6, no. 1, pp. 210-216, 2023. DOI: 10.1109/WECONF57201.2023.10148019.
4. ГОСТ Р 56122-2014 «Воздушный транспорт. Беспилотные авиационные системы. Основные требования» // Национальный стандарт Российской Федерации. Москва, Российский институт стандартизации, 2015. 10 с.
5. ГОСТ Р 59796-2021 «Информационные технологии. Интероперабельность. Термины и определения» // Национальный стандарт Российской Федерации. Москва, Российский институт стандартизации, 2021. 12 с.
6. ГОСТ Р 59519-2021 «Беспилотные авиационные системы. Компоненты беспилотных авиационных систем. Спецификация и основные технические требования». Национальный стандарт Российской Федерации. Москва, Российский институт стандартизации, 2021. 10 с.
7. *Макаренко С.И.* Интероперабельность организационно-технических систем. Монография. СПб.: Научно-емкие технологии, 2024. 313 р., ISBN 978-5-6048123-9-6.
8. *Зацаринный А.А., Козлов С.В., А.П. Шабанов.* Интероперабельность консолидируемых организационных систем // Проблемы управления. 2017. № 6. С. 43-49, [https://elibrary.ru/download/elibrary\\_30685203\\_12457864.pdf](https://elibrary.ru/download/elibrary_30685203_12457864.pdf).
9. *Грушо А.А., Грушо Н.А., Забежайло М.И.* и др. Анализ цепочек причинно-следственных связей // Информатика и ее применения. 2022. Т. 16, № 2. С. 68-74. DOI: 10.14357/19922264220209.
10. *Малашенко Ю.Е., Назарова И.А.* Сравнительный анализ узловых мультипоток в многопользовательской сетевой системе // Информатика и ее применения. 2024. Т. 18, № 1. С. 40-45. DOI: 10.14357/19922264240106.
11. *Зацаринный А.А., Ионенков Ю.С.* Методический подход к выбору ключевых показателей эффективности для оценки организаций информационно-технологической сферы // Системы и средства информатики. 2023. Т. 33, № 2. С. 79-87. DOI: 10.14357/08696527230208.
12. *Смешко О.Г., Плотников В.А., Вертакова Ю.В.* Государственная инвестиционная политика как инструмент преодоления угроз национальной экономической безопасности, вызванных антироссийскими санкциями // Экономика и управление. 2023. Т. 29, № 7. С. 747-762. DOI: 10.35854/1998-1627-2023-7-747-762. EDN НТJWFJ



## ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТАМАТЕРИАЛОВ ПЛАНАРНОГО ТИПА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ЛИНЗЫ НАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННЫ

Кухаренко Александр Сергеевич, Замурий Никита Михайлович,  
Кармеев Тимур Азатович, Воскресенская Елизавета Алексеевна,  
Баймухаметова Диля Муратовна, Смирнова Варвара Владимировна,

Департамент электронной инженерии Национального исследовательского университета  
«Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ), Москва, Россия

[askukharenko@hse.ru](mailto:askukharenko@hse.ru)

### Аннотация

*Направленные антенны широко применяются в системах радиосвязи и радиолокации. Направленное распространение и прием сигнала существенно увеличивают энергетику радиолинии, а так же способствует обеспечению избирательности приемной аппаратуры и пространственное разделение радиосигналов. В виду этого велик интерес к антенным системам, способным обеспечить как можно более узкую диаграмму направленности. Методом обеспечения узкой диаграммы направленности является использование зеркальных антенн. Они позволяют добиться ширины основного лепестка диаграммы направленности менее 1 градуса по уровню минус 3 дБ одновременно с обеспечением уровня боковых лепестков не хуже чем минус 20 дБ. Существенным недостатком этого типа антенных устройств является то, что для получения выше указанных параметров диаграммы направленности диаметр отражателя должен составлять 5 метров и более. Теоретическим способом уменьшения размеров отражателя зеркальных антенн является размещение на его поверхности замедляющей системы в виде металлodieлектрической частотно-селективной поверхности. В работе было проведено исследование четырех планарных структур метаматериала на предмет возможности использования их в качестве основы для покрытия отражателя зеркальных антенн с целью уменьшения апертуры отражателя за счет увеличения коэффициента замедления поверхностной волны. В ходе работы было определено, что планарные структуры метаматериала при должном выборе конструкции элементарных ячеек могут быть использованы в качестве основы для покрытия отражателей зеркальных антенн замедляющей структурой и могут способствовать уменьшению апертуры отражателя.*

**Ключевые слова:** метаматериал, частотно-селективная поверхность, направленная антенна, электронная линза, электронная фокусировка.

### Введение

Направленные антенны широко применяются в системах радиосвязи и радиолокации. Направленное распространение и прием сигнала существенно увеличивают энергетику радиолинии [1], а так же способствует обеспечению избирательности приемной аппаратуры и пространственное разделение радиосигналов. В виду этого велик интерес к антенным системам, способным обеспечить как можно более узкую диаграмму направленности. Существует несколько подходов к решению этой задачи [2].

Одним из методов обеспечения узкой диаграммы направленности антенной системы является применение фазированных антенных решеток для формирования диаграммы направленности передающих и приемных систем [3]. Они обладают рядом преимуществ, обеспечивших их широкое применение в радиолокации, среди которых: возможность изменения ширины основного лепестка диаграммы направленности, возможность быстрого изменения направления основного лепестка без применения механических поворотных средств, отсутствие отражательных элементов конструкции. Однако, эти системы так же обладают рядом недостатков, таких как наличие сложной системы управления амплитудой и фазой сигнала [4] и отсутствие возможности получения ширины основного лепестка диаграммы направленности не более 1 градуса по уровню минус 3 дБ одновременно с обеспечением уровня боковых лепестков не хуже чем минус 20 дБ. Это делает невозможным использование таких устройств для обеспечения работы космических систем связи.

Другим методом обеспечения узкой диаграммы направленности является использование зеркальных (или как их еще называют рефлекторных) антенн [5]. Они позволяют добиться ширины основного лепестка диаграммы направленности менее 1 градуса по уровню минус 3 дБ одновременно с обеспечением уровня боковых лепестков не хуже чем минус 20 дБ. Принцип их действия основан на

отражении электромагнитного поля от параболической проводящей поверхности (зеркального отражателя), что позволяет сфокусировать поле в точке размещения чувствительного антенного элемента. Существенным недостатком этого типа антенных устройств является то, что для получения выше указанных параметров диаграммы направленности диаметр отражателя должен составлять 5 метров и более.

Теоретическим способом уменьшения размеров отражателя зеркальных антенн, упоминаемым Джеффри Хайденом в [5], является размещение на его поверхности замедляющей системы в виде металлодиэлектрической частотно-селективной поверхности. Такая поверхность может быть так же выполнена на основе метаматериала [6], что может существенно усилить эффект от ее использования [7].

Настоящая работа посвящена исследованию возможности использования метаматериалов планарного типа в качестве основы для изготовления отражателя зеркальных антенн.

### **Технические и технологические ограничения**

Одной из систем связи, в которой требуется использовать очень узкий луч диаграммы направленности, является спутниковая связь по стандарту VSAT [8]. Данная система насчитывает большое количество космических аппаратов, расположенных на геосинхронной орбите Земли с угловым расстоянием в 2 градуса между ними. Между космическим аппаратом и наземным терминалом устанавливается выделенный канал связи. Попадание сигнала передающей антенны с поверхности Земли на приемную антенну соседнего космического аппарата приводит к блокировке канала связи, в который включен соседний космический аппарат. В виду этого узкий главный лепесток диаграммы направленности антенного устройства является обязательным условием устойчивой работы всей системы. Для проведения расчетов конструкции метаматериала зададимся следующими параметрами, вытекающими из технических параметров работы системы VSAT [9]: рабочая частота – 13 ГГц (находится между частотным диапазоном передачи 13,75 – 14,5 ГГц и приема 10,7 – 12,75 ГГц).

Далее необходимо определить технологические ограничения, накладываемые на конструкцию метаматериала. Для применения в качестве покрытия лучше всего подходят метаматериалы планарной конструкции [10]. Экономически более выгодно изготавливать их по технологии производства печатных плат методом попарного прессования слоев [11]. Попарное прессование СВЧ материалов возможно по классу точности не выше третьего. В виду этого на топологический рисунок и диэлектрическую подложку конструкции метаматериала накладываются следующие технологические ограничения:

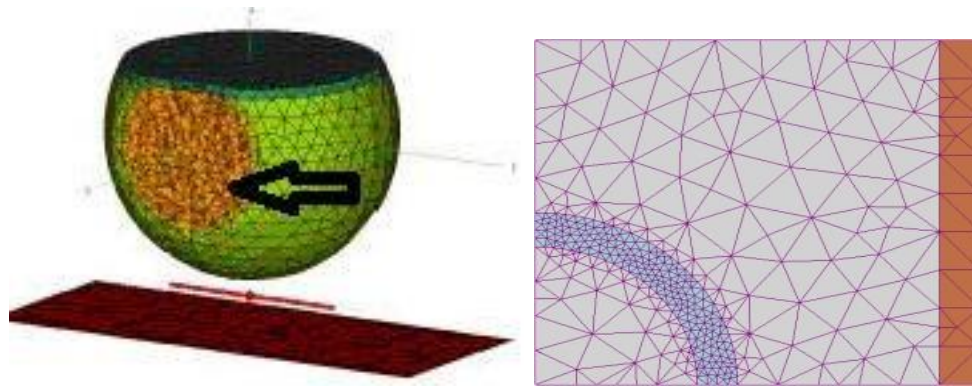
- Ширина линии проводящего рисунка: не менее 0,2 мм.
- Толщина металлизации: 18 мкм, либо 35 мкм.
- Толщина слоя диэлектрического основания: 0,127 – 3,5 мм.
- Количество проводящих слоев: не более 6.
- Тип технологии сборки стека – попарное прессование.

Исследование было проведено при помощи методов математического моделирования. Все вышеизложенные технические параметры и технологические ограничения были учтены в ходе проведения работ по моделированию конструкции метаматериала и электронной линзы на его основе.

Для подтверждения эффекта фокусировки разработанной конструкции метаматериала определим задачей получение ширины главного лепестка диаграммы направленности в 10 градусов по уровню минус 3 дБ при облучении поверхности метаматериала полем изотропного излучателя (результат подтверждается методами математического моделирования).

### **Методы проведения исследования**

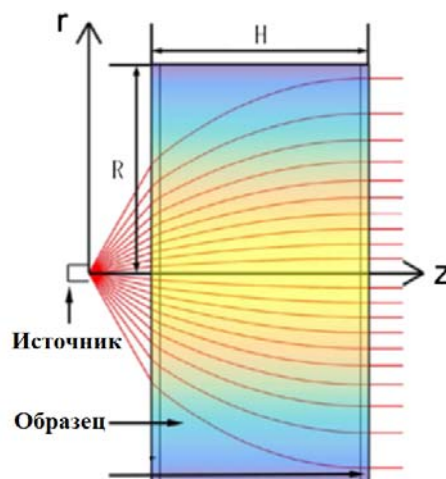
Исследование структур проводилось при помощи математического моделирования с использованием метода конечных элементов [12]. Преимуществом этого метода является то, что он позволяет решать задачи для областей любой формы, в то время как аналитические решения доступны только для задач с относительно простой геометрией. Он, в частности, применяется при моделировании больших или неоднородных диэлектрических объектов, которые невозможно эффективно моделировать при помощи интегральных методов [13]. Суть метода заключается в том, что исследуемый объект разбивается на тетраэдры (элементы), диэлектрические свойства которых изменяются от элемента к элементу (рис. 1).



**Рис. 1.** Пример разбиения исследуемого объекта на элементы

В каждом из элементов произвольно выбирается вид аппроксимирующей функции. В простейшем случае это полином первой степени. Вне своего элемента аппроксимирующая функция равна нулю. Значения функции на границах элементов являются решением задачи и заранее неизвестны. Коэффициенты аппроксимирующих функций обычно ищутся из условия равенства значения соседних функций на границах между элементами. Затем эти коэффициенты выражаются через значения функций в узлах элементов. Составляется система линейных алгебраических уравнений. Количество уравнений равно количеству неизвестных значений в узлах, на которых ищется решение исходной системы, прямо пропорционально количеству элементов и ограничивается только возможностями ЭВМ. Так как каждый из элементов связан с ограниченным количеством соседних, система линейных алгебраических уравнений имеет разреженный вид, что существенно упрощает ее решения. Решение уравнений осуществляется методом последовательных приближений.

Моделирование фокусирующих свойств исследуемых образцов проводилось при помощи анализа электромагнитной волны, прошедшей сквозь структуру. Таким образом, исследуемый образец в ходе моделирования выступал в роли электронной линзы на основе метаматериала [14]. Схема моделирования проиллюстрирована на рисунке 2 [10]. Изотропный источник располагался за исследуемым образцом, и при помощи специальных средств были построены амплитудные диаграммы направленности полученной системы источник-образец.



**Рис. 2.** Схема проведения численного эксперимента по проверке фокусирующих свойств исследуемых образцов

Расчет стека печатных плат проводился на основе технологических возможностей производства печатных плат по 3-му классу точности [15].

### Полученные результаты

В качестве объектов для исследования были выбраны ранее разработанные и представленные в [10] структуры метаматериалов планарного типа.

Изображение первой структуры приведено на рисунке 3. В качестве подложки был выбран материал RO4003C, в качестве металла – медь, толщина каждого слоя диэлектрика составляет 1.542 мм. Каждый слой включает в себя круглую подложку из диэлектрика и элементы металлизации крестообразной формы. Металлизация расположена по центру слоя, а также на трех concentрических окружностях с центрами в центре слоя. При отдалении металлизации от центра платы, на каждой следующей окружности площадь металлизации уменьшается вдвое (рис. 4). Поперечные размеры элементарных элементов, составляющих структуру, варьируются от 10 до 25 мм от края структуры к центру.

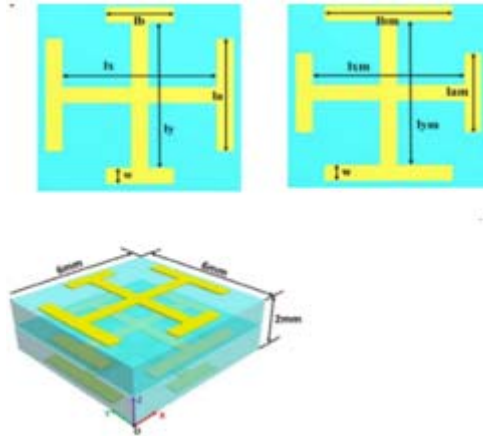


Рис. 3. Изображение элемента структуры метаматериала

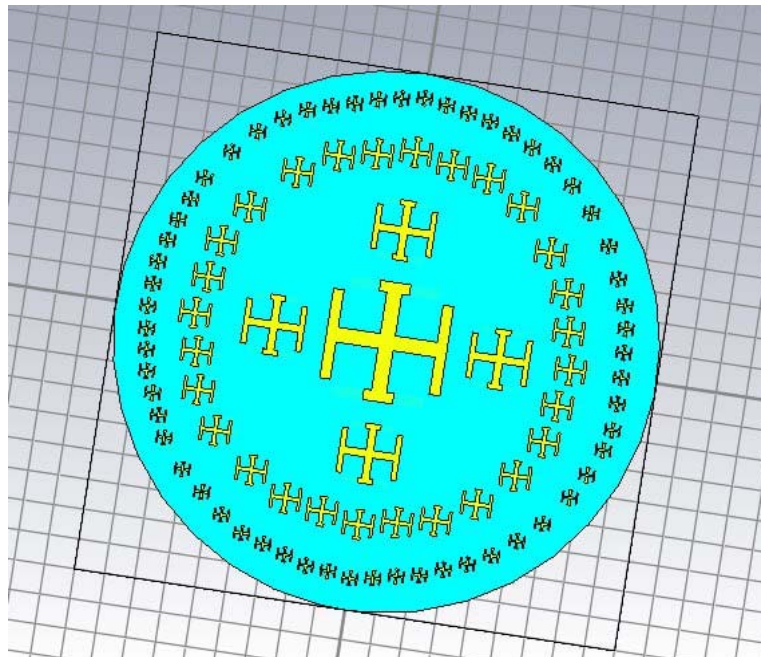


Рис. 4. Общий вид моделируемой структуры

Для того чтобы убедиться в том, что исследуемый образец обладает полосой запырания (а значит и свойствами метаматериала [6]) в интересующей нас частотной области, были проведены расчеты S-параметров данной конструкции на частоте от 0 до 3 Гц (рис. 5). На графике видно, что в интересующей нас области есть полоса запырания, поэтому мы ее используем для строительства линзы.

Таким образом, была проверена способность данной структуры метаматериала проявлять свойства преломления электромагнитной волны в частотном диапазоне сигналов спутниковой антенны.



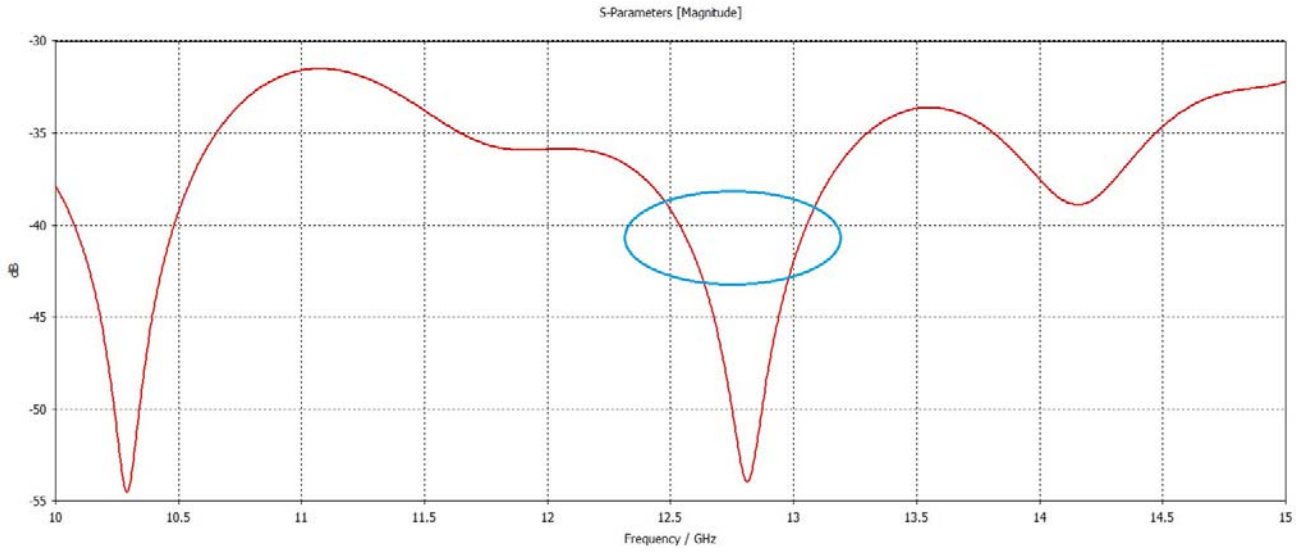


Рис. 5. Зависимость параметра S21 от частоты

Далее было смоделировано распределение электрического и магнитного поля по поверхности структуры (рис. 6, 7). Направленности представлена на рисунке 8. Структура удовлетворяет требованию получить луч с шириной по  $-3$  дБ в  $10^\circ$ . Ширина луча составляет менее  $4^\circ$ .

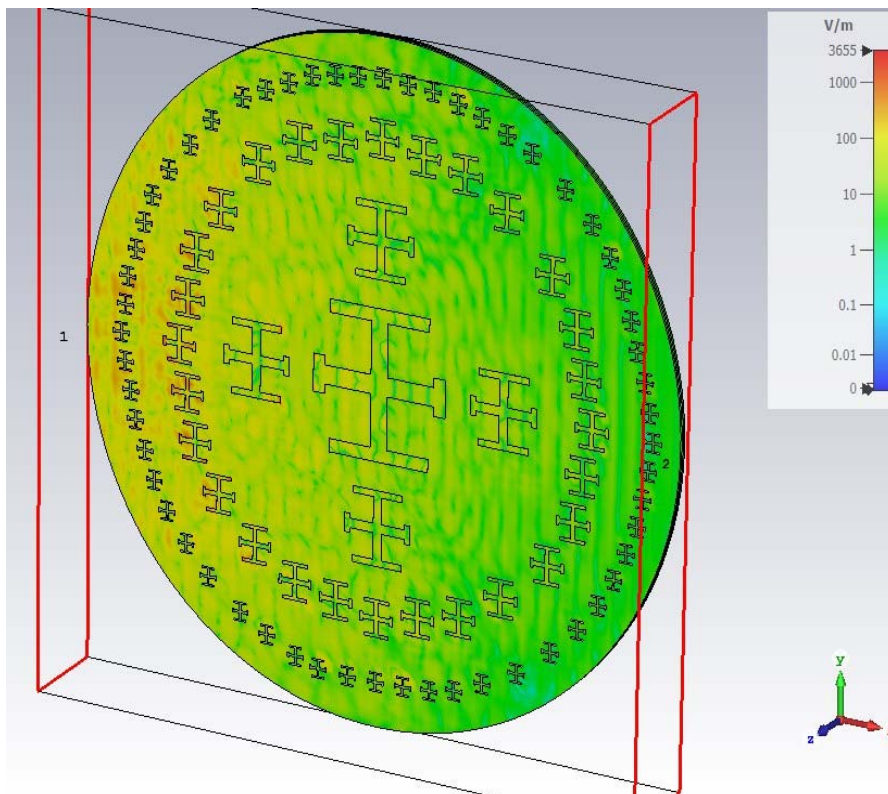


Рис. 6. Распределение электрического поля вдоль структуры

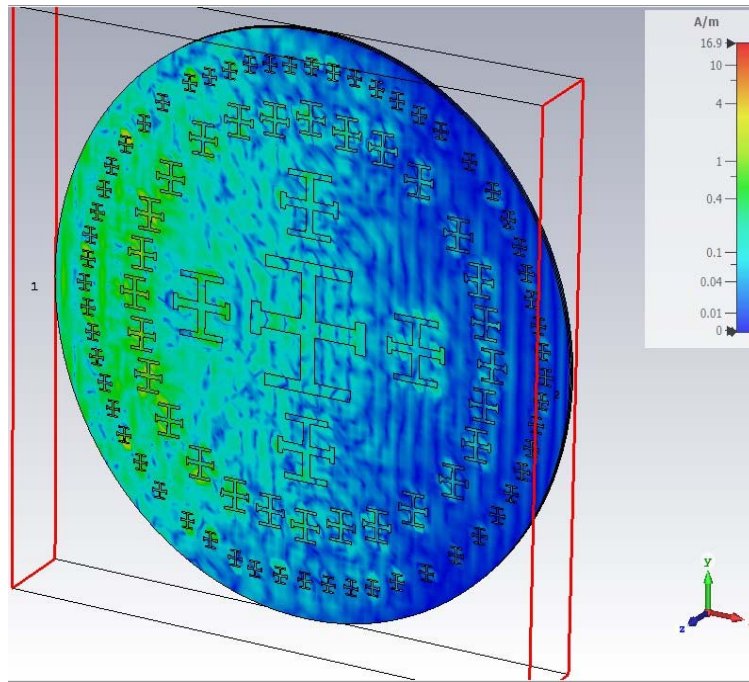


Рис. 7. Распределение магнитного поля вдоль структуры

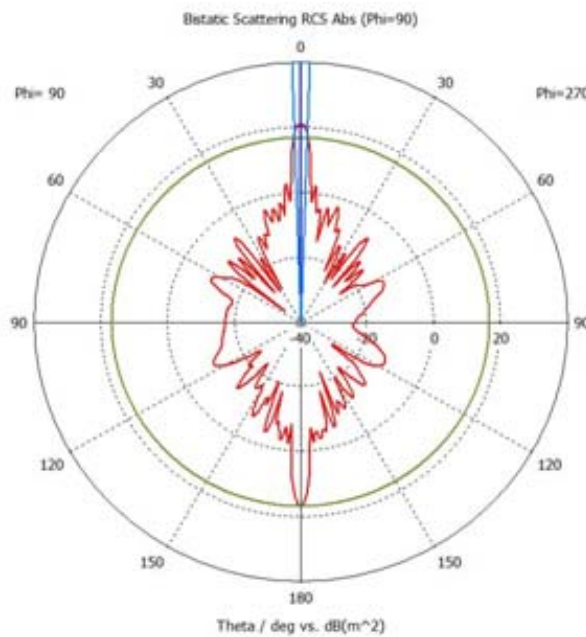


Рис. 8. Рассчитанная диаграмма направленности

В качестве второй моделируемой структуры были выбраны послойно распределенные резонаторные кольца, представленные на рисунке 9. В ходе моделирования были получены следующие размеры элементарных элементов топологического рисунка:  $W=6$  мм,  $R1 = 2.5$  мм,  $R2 = 2$  мм,  $\beta = 40$  градусов,  $\alpha = 20$  градусов,  $H = 1$  мм. В качестве материала подложки был задан RO4003С.

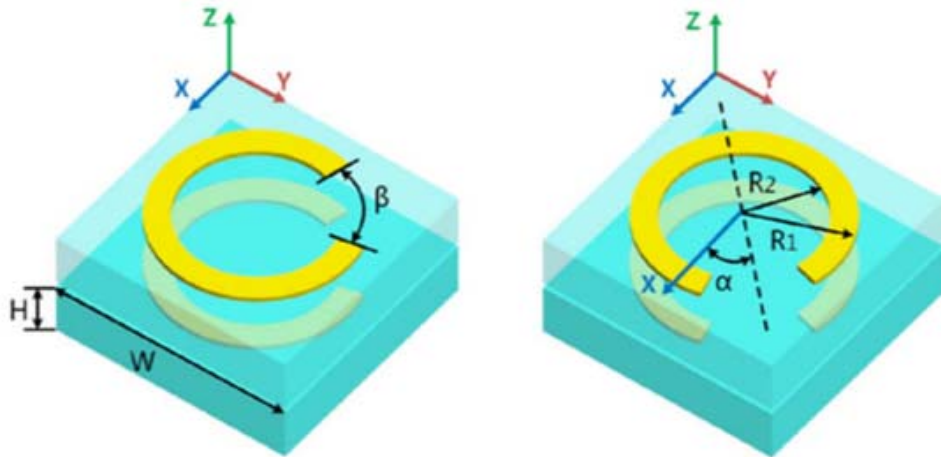


Рис. 9. Элементарная ячейка структуры на основе резонаторных колец

Элементарная ячейка была продублирована и объединена в плату прямоугольной формы (рис. 10) размером 600\*600\*2 мм. Толщина диэлектрика составляет 1.524 мм, толщина металла – 0.018 мм. По бокам платы были расположены два порта для моделирования электромагнитного поля.

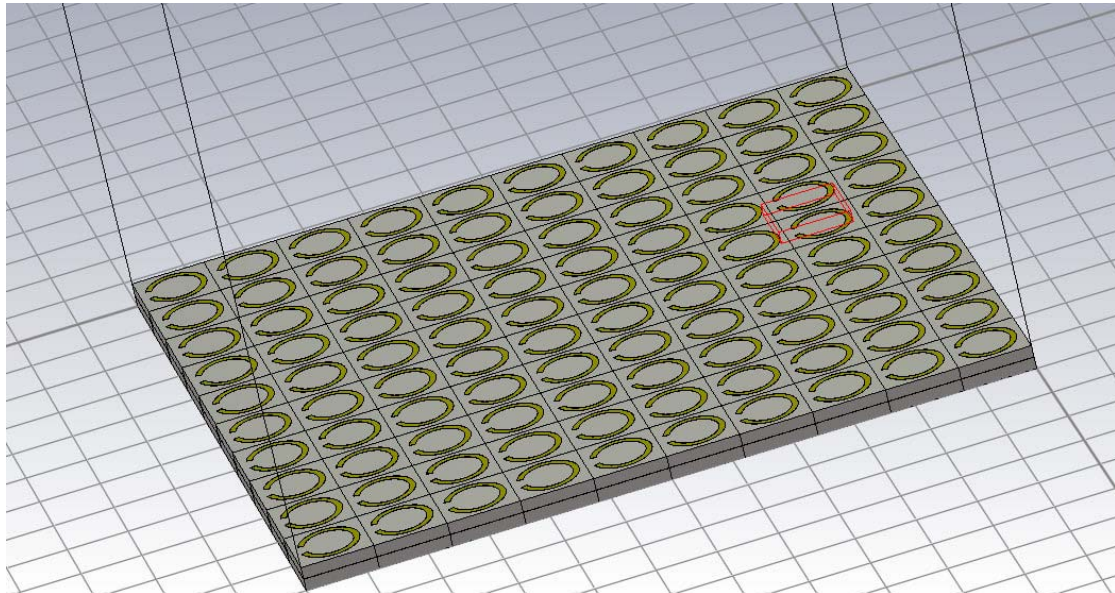


Рис. 10. Плата, состоящая из элементарных ячеек

Было проведено моделирование S-параметров данной платы на частоте от 10 до 15 ГГц (рис. 11). при параметризации толщины слоя диэлектрика от 0.2 до 0.6 мм с шагом 0.2 мм.

В результате моделирования была проверена способность данной структуры метаматериала проявлять свойства отражения электромагнитной волны в частотном диапазоне сигналов спутниковой антенны. Было определено, что в нужной для нас области от 12.5 до 13.5 ГГц полоса запыриания отсутствует, что является признаком отсутствия фокусирующих свойств у данной структуры. При проведении дальнейшего моделирования и подбора параметров было определено, что при получении резонанса в нужной частотной области и нужной ширины геометрические параметры элементарных ячеек структуры будут такими, что ее нельзя будет изготовить по технологии производства печатных плат по 3-му классу точности.



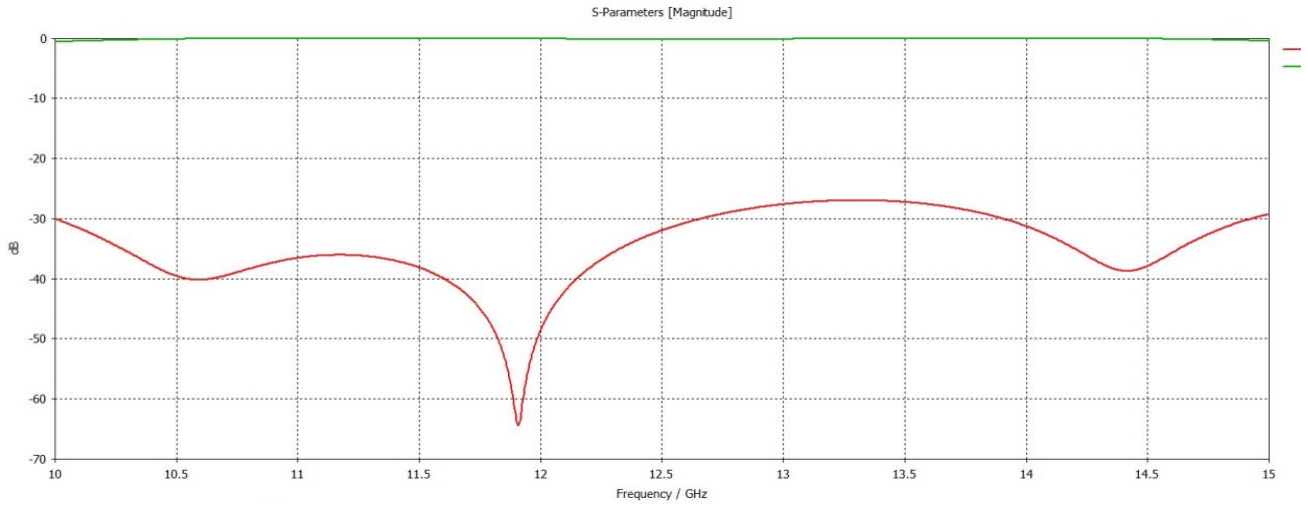


Рис. 11. Зависимость параметра S11 исследуемой структуры от частоты

На рисунках 12 и 13 приведены изображения распределения напряженности электрического и магнитного полей вдоль структуры.

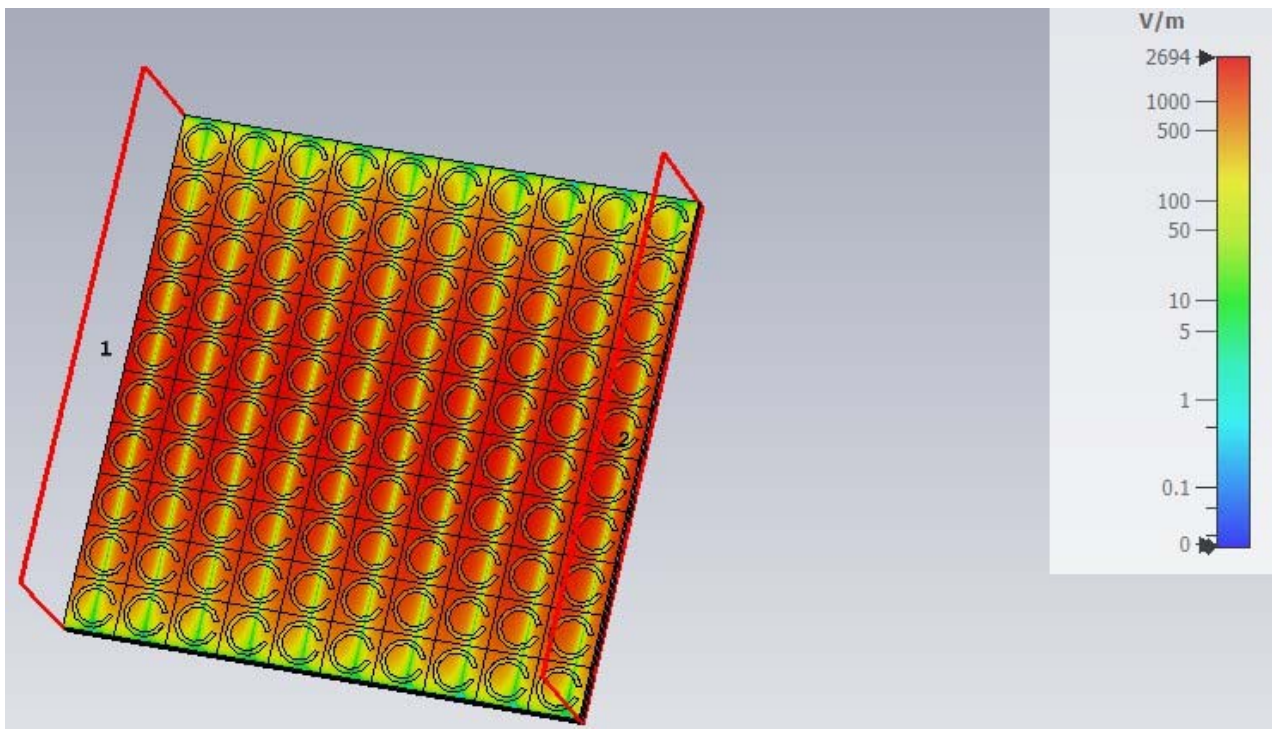


Рис. 12. Распределение напряженности электрического поля вдоль структуры



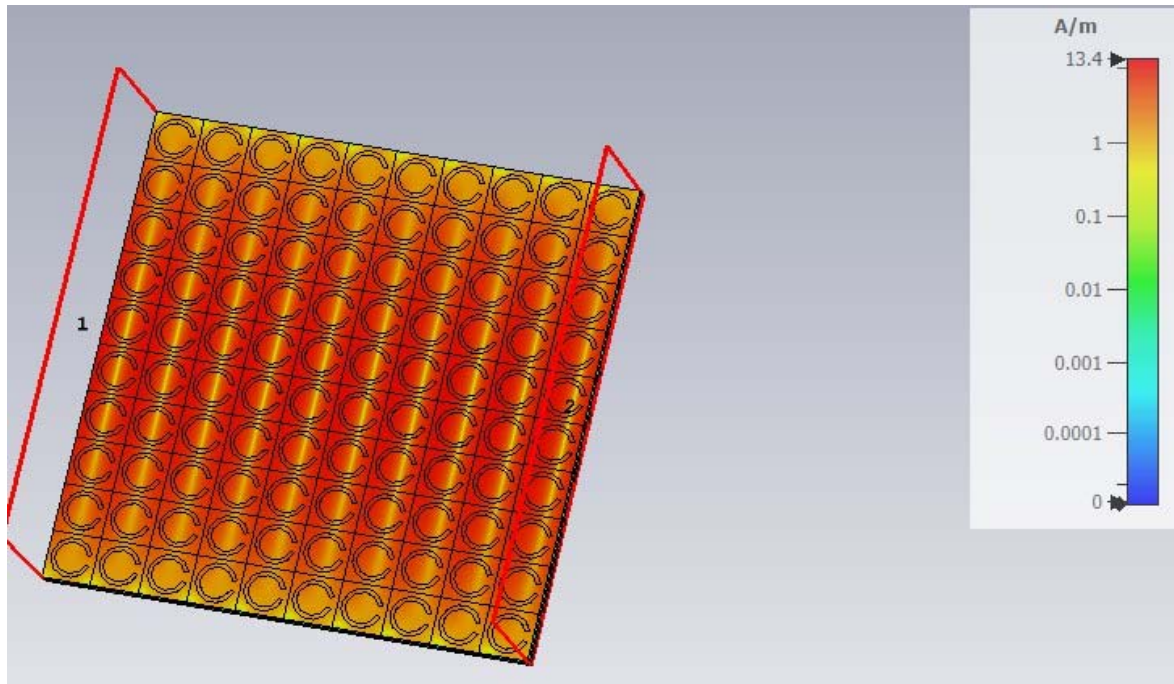


Рис. 13. Распределение напряженности магнитного поля вдоль структуры

По распределению видно, что данная структура не подходит для моделирования линзы из метаматериала. На заданной частоте электромагнитная волна не взаимодействует со структурой.

Конструкция третьей моделируемой структуры представлена на рисунке 14. На нем синим цветом обозначены слои диэлектрика, желтым – проводящие элементы. В качестве диэлектрика выбран материал RO4003С.

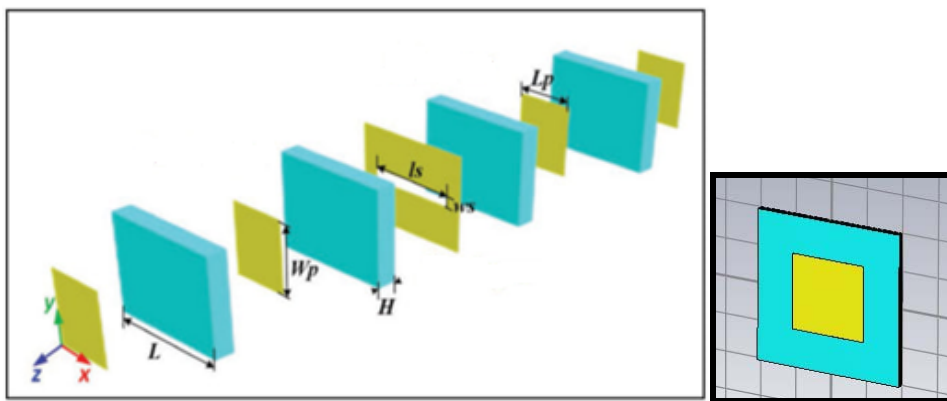


Рис. 14. Конструкция элементарной ячейки

Как и в предыдущем случае, элементарная ячейка была продублирована и объединена в плату прямоугольной формы (рис. 15) размером 600\*600\*2 мм. Толщина диэлектрика составляет 1.524 мм, толщина металла – 0.018 мм. Поперечный размер элементарной ячейки составил 6\*6 мм. По бокам платы были расположены два порта для моделирования электромагнитного поля.

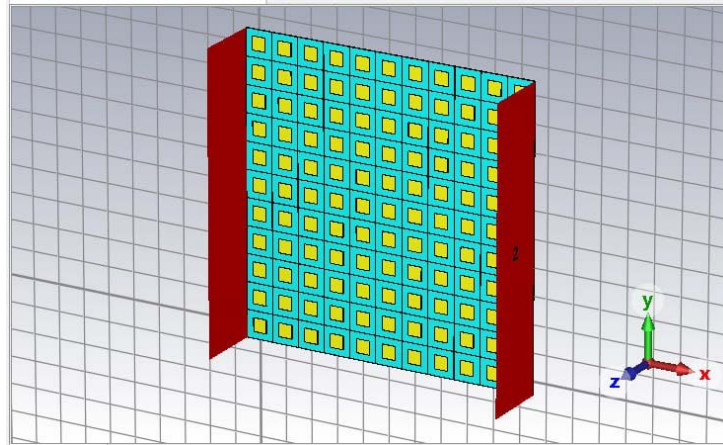


Рис. 15. Изображение структуры

Результаты моделирования параметров  $S_{21}$  и  $S_{11}$  представлены на рисунке 16. Из графиков видно, что в нужной частотной области конструкция не обладает полосой запираания.

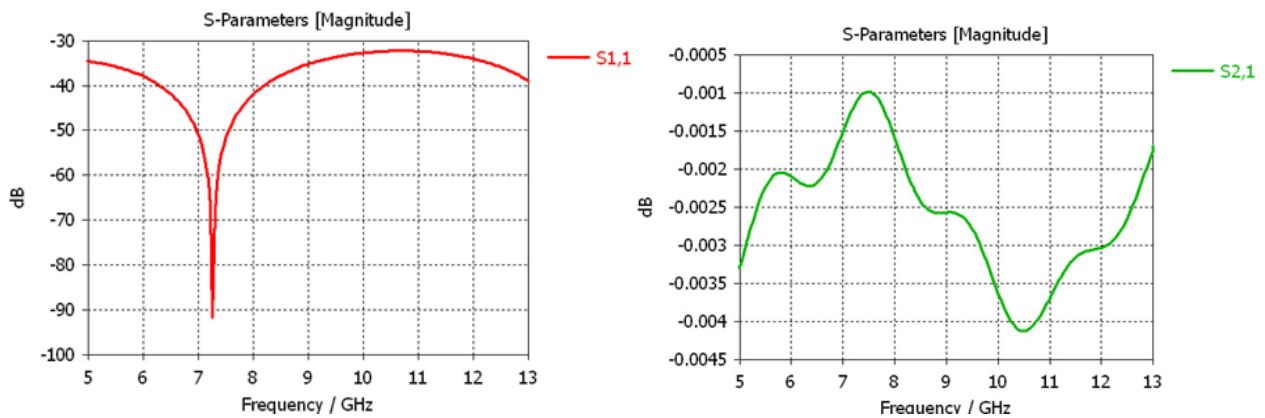


Рис. 16. Зависимость параметров  $S_{21}$  (справа) и  $S_{11}$  (слева) исследуемой структуры от частоты

Были смоделированы S-параметры данной платы на частоте от 3 до 13 ГГц при параметризации толщины слоя диэлектрика от 0.2 до 0.6 мм с шагом 0.2мм. На графиках представлены два параметра: коэффициентом отражения  $S_{11}$  и коэффициент передачи  $S_{21}$  – рисунки 17 и 18. Из графиков видно, что в нужной частотной области конструкция не обладает полосой запираания.

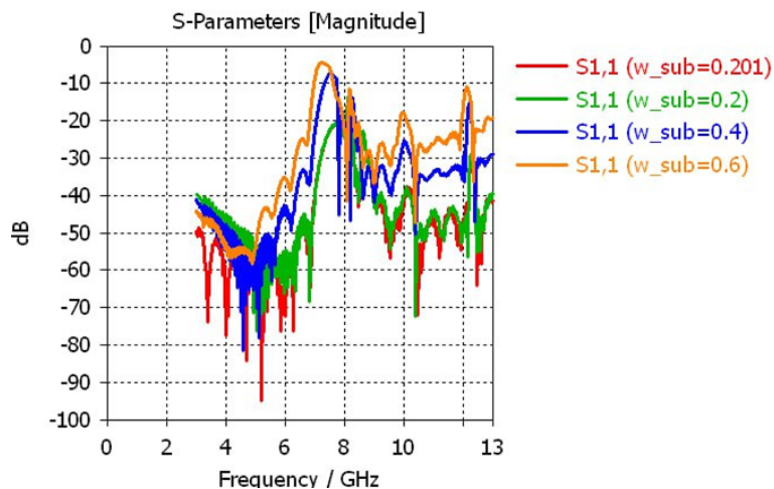


Рис 17. Зависимость параметра  $S_{11}$  от частоты

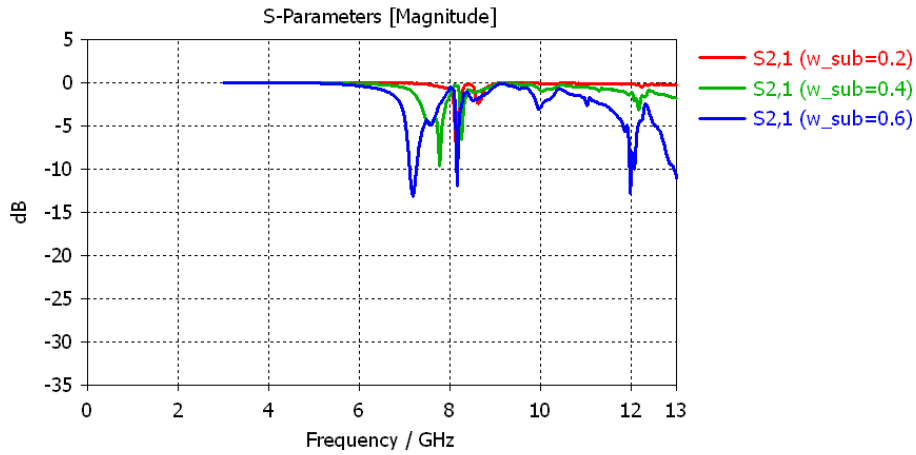


Рис. 18. Зависимость параметра S21 от частоты

Аналогичным образом было проведено моделирование с использованием параметризации параметров элементарных ячеек.

В ходе анализа полученных данных было определено следующее:

- для получения резонанса на необходимой частоте толщина диэлектрического слоя между слоями металлизации должна быть менее 0,2 мм, что не позволяет изготовить данную структуру по технологии попарного прессования, с применением склеивающего;
- толщина линий проводящего рисунка на внутреннем слое платы должна быть 0,1 мм, что в два раза меньше технологических возможностей производства плат 3-его класса точности, что в свою очередь не позволяет произвести изготовление топологии;
- малая толщина проводящих линий нижнего слоя может также привести к их разрушению в случае возникновения в них высоких наведенных токов при облучении сигналом рупорной антенны с уровнем выходной мощности +40 дБм.

В виду вышеизложенного, рассмотренная и представленная на рисунке 14, структура не может быть использована для проектирования электромагнитной линзы.

На рисунках 19 и 20 приведены изображения распределения напряженности электрического и магнитного полей вдоль структуры.

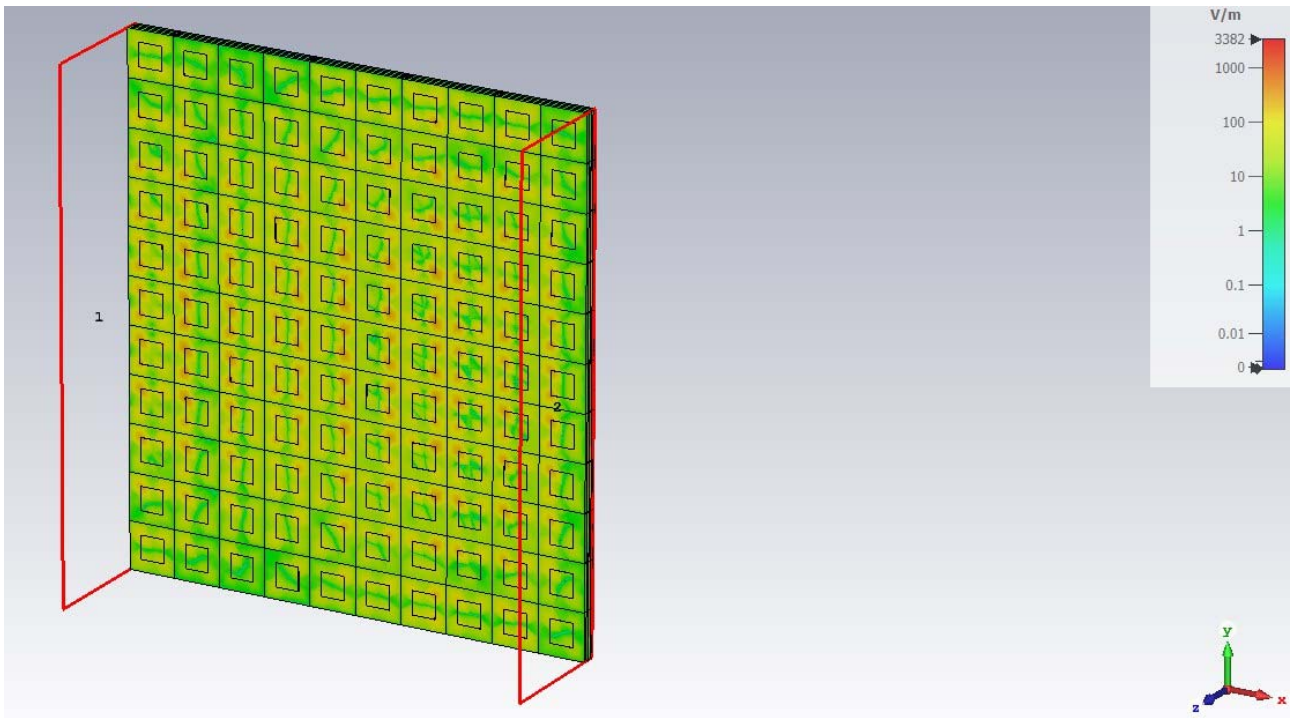


Рис. 19. Распределение электрического поля вдоль структуры

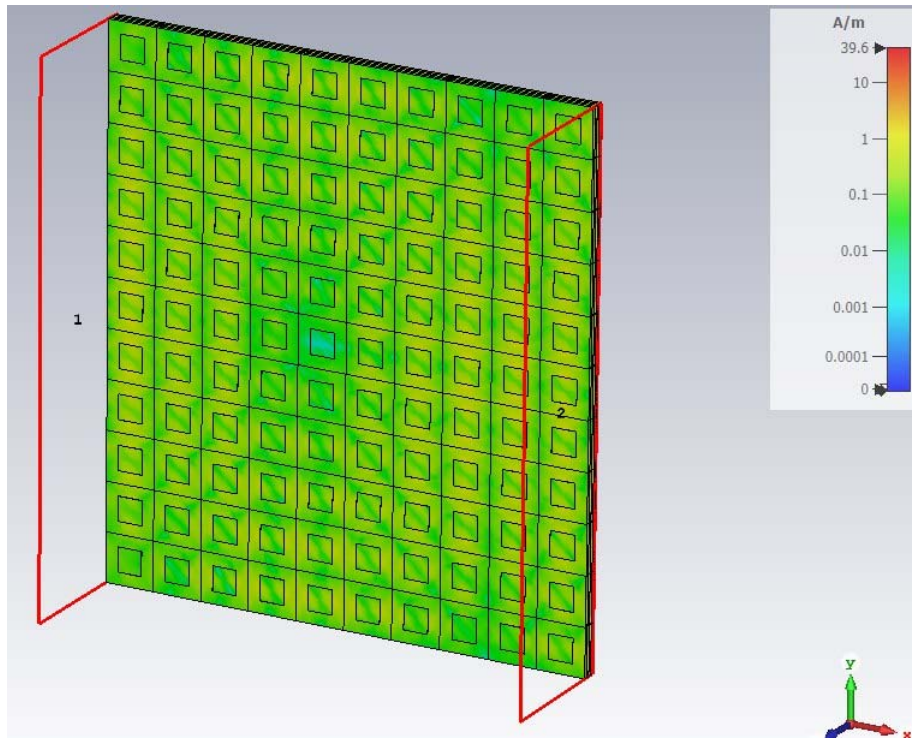


Рис. 20. Распределение магнитного поля вдоль структуры

По распределению видно, что данная структура не подходит для моделирования линзы из метаматериала. На заданной частоте электромагнитная волна не взаимодействует со структурой.

Еще одна структура, исследованная в этой работе, содержащая пять слоев (рис. 21). На рисунке синим цветом обозначены слои диэлектрика, желтым – проводящие элементы. Проводящие элементы всех слоев, кроме серединного, представляет из себя квадрат. Серединный слой представляет из себя квадрат с вырезанным в нем крестом. В качестве диэлектрика выбран материал RO4003С, в качестве металла – медь.

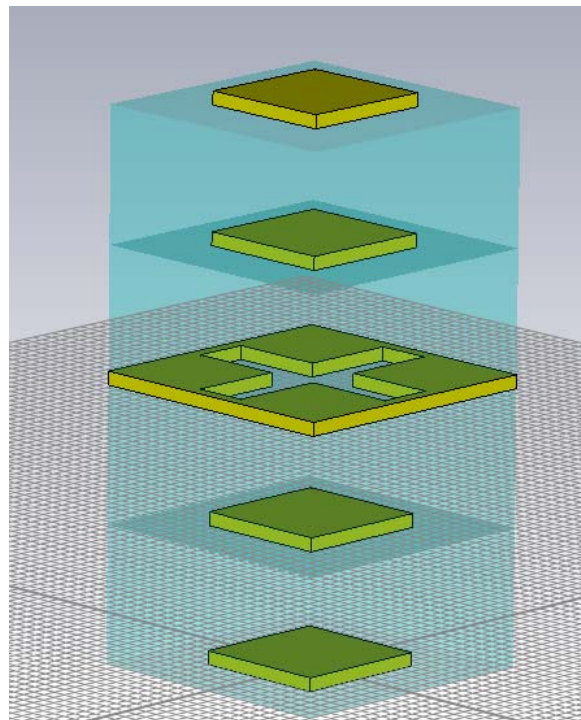


Рис. 21. Изображение исследуемой структуры



Выбранная структура была принята за элементарную ячейку отражателя, продублирована и объединена в печатную плату прямоугольной формы (рис. 22) размером 200x200x6.114 миллиметров. Размер одного квадрата элементарной ячейки составляет 10x10 миллиметров. Толщина каждого слоя диэлектрика составляет 1.524 мм, толщина металла – 0.018 мм. По бокам платы были расположены два порта для моделирования электромагнитного поля, позволяющие анализировать результаты моделирования.

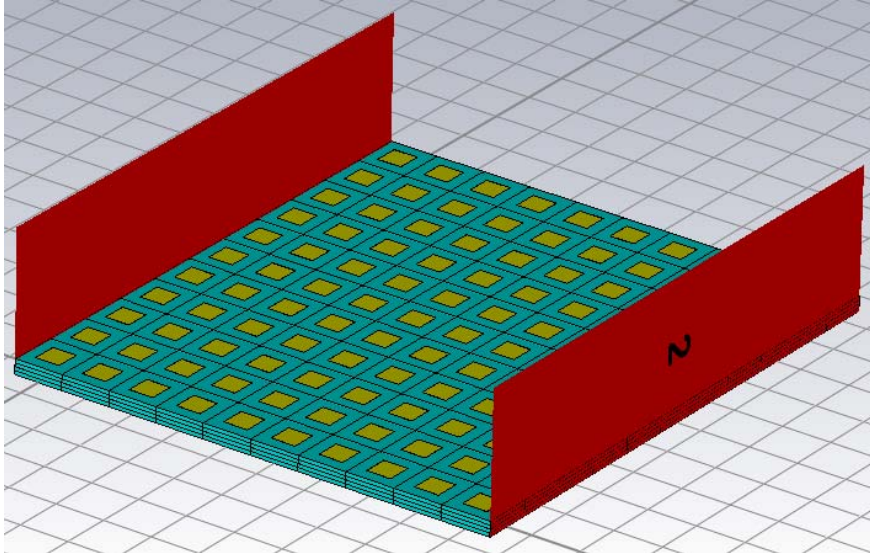


Рис. 22. Исследуемый образец

Был произведен расчет S-параметров полученной конструкции на частоте от 0 до 3 Гц (рис. 23, 24). Из графиков видно, что структура обладает полосой заграждения на частоте от 2.25 до 2.75 Гц.

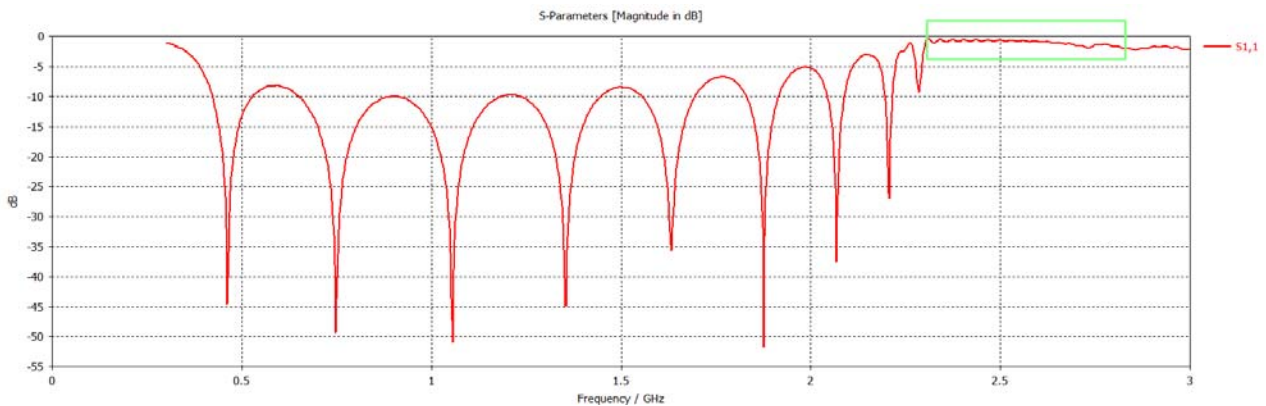


Рис. 23. Зависимость параметра S11 исследуемой структуры от частоты

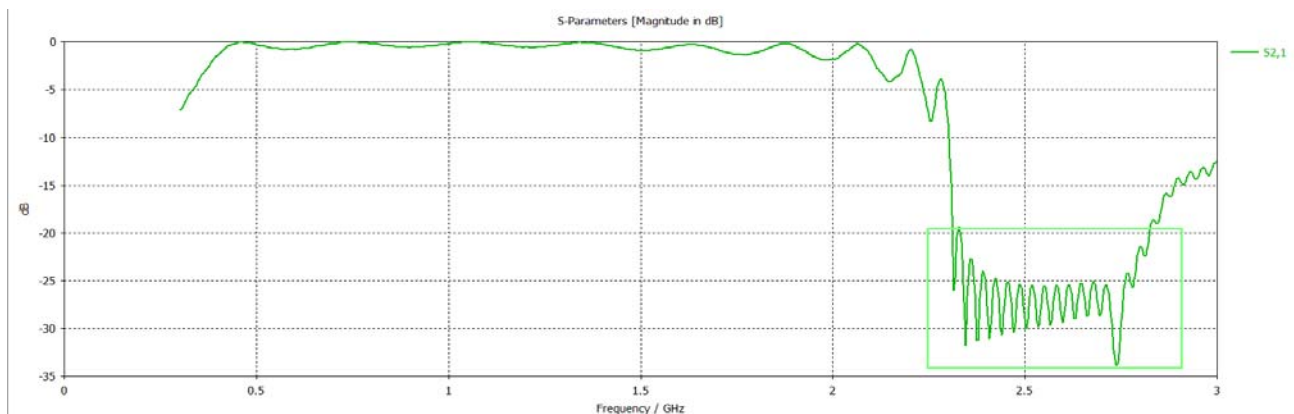


Рис. 24. Зависимость параметра S21 исследуемой структуры от частоты

Методом электродинамического подобия размеры элементов были увеличены для обеспечения нахождения резонанса структуры на частоте 13 ГГц. Резонансные элементы были расположены концентрически на окружности с линейно изменяемыми размерами в сторону увеличения от края к центру для получения эффекта фокусировки. Полученная конструкция платы представлена на рис. 25-27. Плата состоит из пяти слоев. Толщина каждого слоя составляет 1.542 мм, таким образом, общая толщина платы составляет 7.638 мм, диаметр платы равен 360 мм. Каждый слой включает в себя круглую подложку из диэлектрика и элементы металлизации квадратной формы. Металлизация расположена по центру слоя, а также на трех концентрических окружностях с центрами в центре слоя. При отдалении металлизации от центра платы, на каждой следующей окружности площадь металлизации уменьшается вдвое.

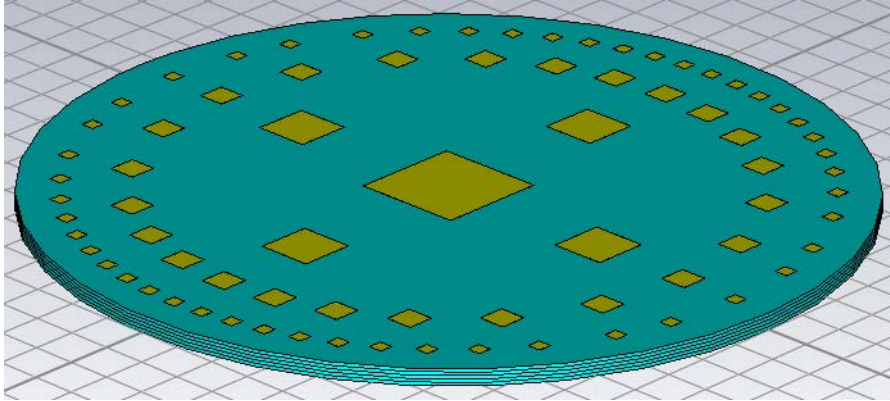


Рис. 25. Верхний слой платы исследуемой структуры

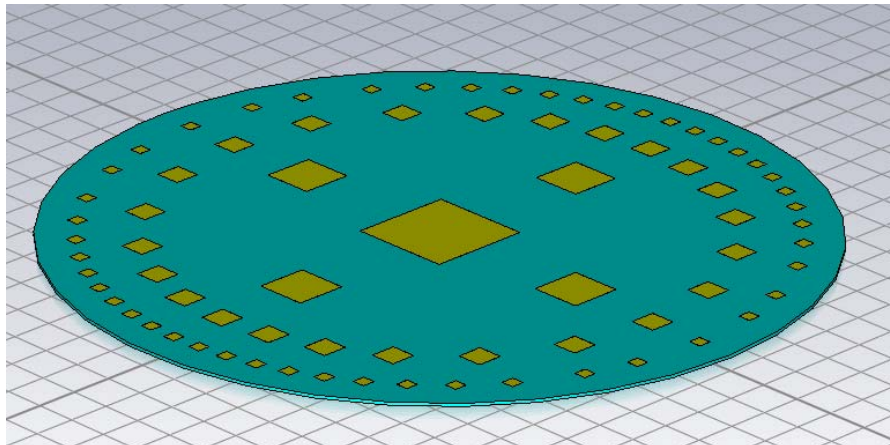


Рис. 26. Нижний слой платы исследуемой структуры

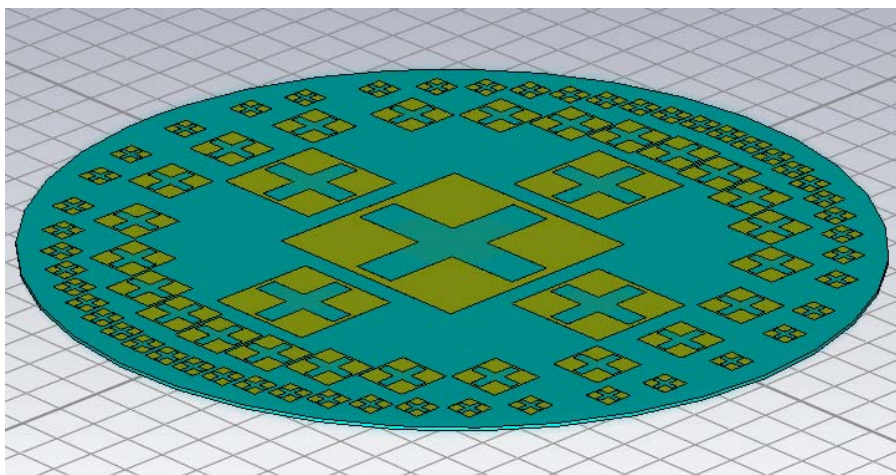


Рис. 27. Средний слой платы исследуемой структуры

Было проведено моделирование распределения электрического поля сформированного образца (рис. 28). Видно, что на поверхности существуют области концентрации поля, что говорит о фокусирующих способностях исследуемой конструкции.

Результаты моделирования диаграммы направленности исследуемого образца представлены на рисунке 29. Выбранная структура метаматериала удовлетворяет требованию получения луча с шириной по уровню -3 дБ в  $10^\circ$ . Ширина луча составляет в данном случае менее  $4^\circ$ .

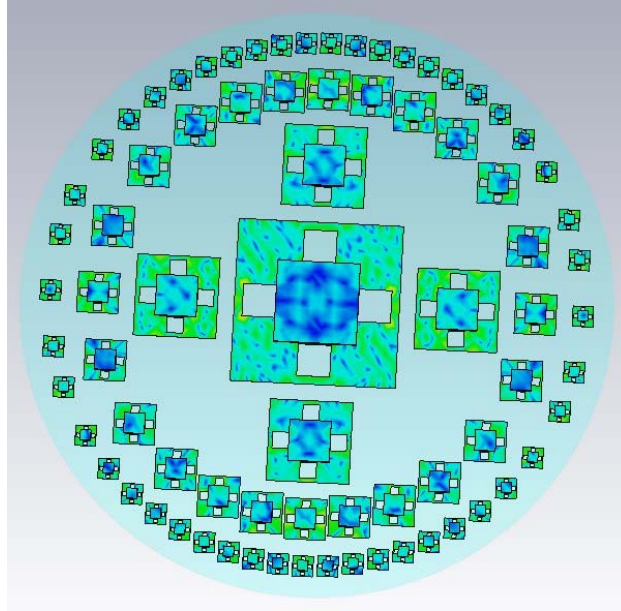


Рис. 28. Распределение электрического поля по поверхности исследуемого образца

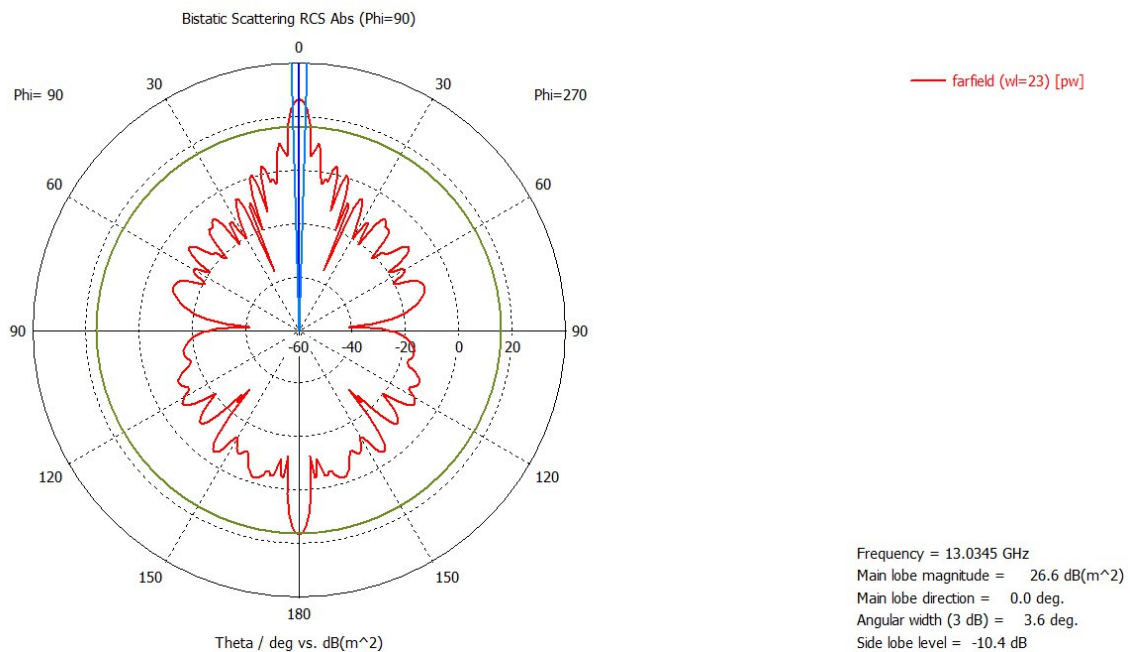


Рис. 29. Диаграмма направленности исследуемого образца

### Заключение

В работе было проведено исследование четырех планарных структур метаматериала на предмет возможности использования их в качестве основы для покрытия отражателя зеркальных антенн с целью уменьшения апертуры отражателя за счет увеличения коэффициента замедления поверхностной волны.



В ходе работы было определено, что только две из исследуемых структур могут быть изготовлены методом производства печатных плат по 3-му классу точности, имея при этом резонансную частоту 13 ГГц. Однако, структуры, удовлетворяющие технологическим требованиям, позволили добиться необходимого эффекта фокусировки электромагнитного поля. Таким образом, планарные структуры метаматериала при должном выборе конструкции элементарных ячеек могут быть использованы в качестве основы для покрытия отражателей зеркальных антенн замедляющей структурой и могут способствовать уменьшению апертуры отражателя. Количественные оценки возможного относительного уменьшения размеров – предмет дальнейших исследований.

### Литература

1. *Ерохин Г.А., Мандель В.И., Нестёркин Ю.А., Струков А.П.* Методика расчета энергетического запаса радиолинии «космический аппарат – станция» // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2018. Т. 5. №1. С. 65-74.
2. *Фельд Я.Н., Бененсон Л.С.* Основы теории антенн. М.: Дрофа, 2007. 491 с.
3. *Скобелев С.П.* Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. 320 с.
4. *Григорьев Л.Н.* Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
5. *Johnson R.C.* Antenna engineering handbook. NY.: McGraw-Hill, 1993. 1512 p.
6. *Cui T. J., Smith D., Liu R.* Metamaterials: theory, design and application. NY.: Springer, 2010. 364 p.
7. *Wu Q., Zhang K., Yang G.H.* Manipulation of electromagnetic waves based on new unique metamaterials: theory and applications // Aces journal. 2014. No. 12. Pp. 977-989.
8. *Воронин А.В., Иванов В.Н., Сомов А.М.* Интерактивное спутниковое цифровое телевизионное вещание. Современные VSAT. М.: Горячая линия – Телеком, 2021. 184 с.
9. *Maral G.* VSAT networks. NY.: Wiley and sons, 2004. 304 p.
10. *Tang W., Chen J., Cui T.J.* Metamaterial lenses and their applications at microwave frequencies // Advanced photonics research. 2021. No. 2. pp 1-23.
11. *Кухаренко А.С.* Проектирование многослойных печатных плат для перестраиваемых частотно-селективных метаповерхностей // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т.10. № 6. С. 62-68.
12. *Зенкевич О.* Метод конечных элементов в физике. М.: Мир, 1975. 542 с.
13. *Власова Е.А., Зарубин Е.С., Кувыркин Г.Н.* Приближенные методы математической физики. М.: Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. 700 с.
14. *Lee J., Kim H., Oh J.* Large-aperture metamaterial lens antenna for multi-layer MIMO transmission for 6G // IEEE access. 2022. Pp. 20486-20495.
15. Многослойные типовые сборки / [Электронный ресурс]. URL: <https://www.rezonit.ru/pcb/mnogosloynyesvch/urgent/> (дата обращения: 05.12.2023).