

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Сибирский федеральный университет

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ  
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Материалы XXIV Всероссийской научно-технической конференции  
с международным участием,  
посвященной 129-й годовщине Дня радио  
Красноярск, 15–18 мая 2024 г.

Красноярск  
2024

УДК 621.396.6  
ББК 32.844  
С568

Современные проблемы радиоэлектроники : материалы XXIV Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием, посвященной 129-й годовщине Дня радио. Красноярск, 15–18 мая 2024 г. / отв. ред. Ф. В. Зандер. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2024. – 340 с.

Представлены тезисы докладов участников XXIV Всероссийской научно-технической конференции с международным участием, посвященной 129-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 15–18 мая 2024 г.

Отражены достижения, исследования и последние разработки в области радиоэлектроники по направлениям: радиоэлектронная техника навигации и связи; радиолокационные системы; СВЧ-технологии, антенны и устройства; информационные спутниковые системы и технологии; электроника и нанoeлектроника; конструирование и технология электронных средств; телекоммуникация и интеллектуальные сети; функциональные материалы микро- и нанoeлектроники. Также описаны проблемы и тенденции развития современной радиоэлектроники, телекоммуникаций и информационных технологий.

Предназначены для научных сотрудников, работников промышленных предприятий, аспирантов и студентов, обучающихся по направлениям и специальностям радиоэлектронного и инженернофизического профиля.

*Выражаем благодарность АО «НПП «Радиосвязь» г. Красноярск и лично  
Генеральному директору Ринату Гайсеевичу Галееву за помощь в проведении  
конференции и издании настоящего сборника трудов.  
Оргкомитет конференции «Современные проблемы радиоэлектроники 2024»,  
ИИФирЭ СФУ.*

**ISBN 978-5-9905691-6-4**

## СЕКЦИЯ

### «РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ»

---

#### МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ИМИТАЦИОННОЙ ПОМЕХИ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩЕЙ НА АППАРАТУРУ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

В. В. Бакшеев, А. Н. Верещагин

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: Baksheev.321321@mail.ru

В работе рассматривается метод борьбы с имитационной помехой. Представлено две конфигурации антенных систем для потребителей глобальных навигационных спутниковых систем. Проведено моделирование с демонстрацией результатов.

В настоящее время использование глобальных навигационных спутниковых систем плотно вошло в повседневную жизнь. Важным требованием потребителя является точность определения местоположения. Существует ряд источников преднамеренных и не преднамеренных помех [1]. Ошибки определения координат из-за имитационной помехи, также известной как спуфинг или *spoofing*, представляет собой злонамеренное вмешательство, при котором ложные сигналы создаются для ввода в заблуждение системы навигации. Это может привести к серьёзным ошибкам в определении координат, особенно если не применяются специальные методы борьбы [2].

Для выявления и противодействия предлагается использовать антенную систему, состоящую из двух антенн. Рассмотрим две конфигурации:

- две неподвижные антенны;
- одна стационарная, вторая установлена на мачту, которая вращается относительно стационарной.

Пояснение по расположению антенн и распространению сигналов приведено на рис. 1 и 2.

Поскольку сигнал доходит до антенн с некоторой разницей во времени из-за разности в расстоянии, то эта разница может быть использована для определения направления и угла приближения сигнала.

На рис. 2 указано  $D$  – расстояние между стационарной антенной  $P_1$  и нормалью к источнику имитационного сигнала,  $\omega_r$  – угловая скорость вращения, а  $r$  – радиус вращения.

Расстояние от стационарной антенны  $P_1$  до источника имитационного сигнала

$$L_1 = D \cdot \cos(\theta). \quad (1)$$

Расстояние от вращающейся антенны  $P_2$  до источника имитационного сигнала изменяется при вращении антенны и может быть выражено как

$$L_2 = [D + r \cdot (1 - \cos(\omega_r \cdot t))] \cdot \cos(\alpha). \quad (2)$$

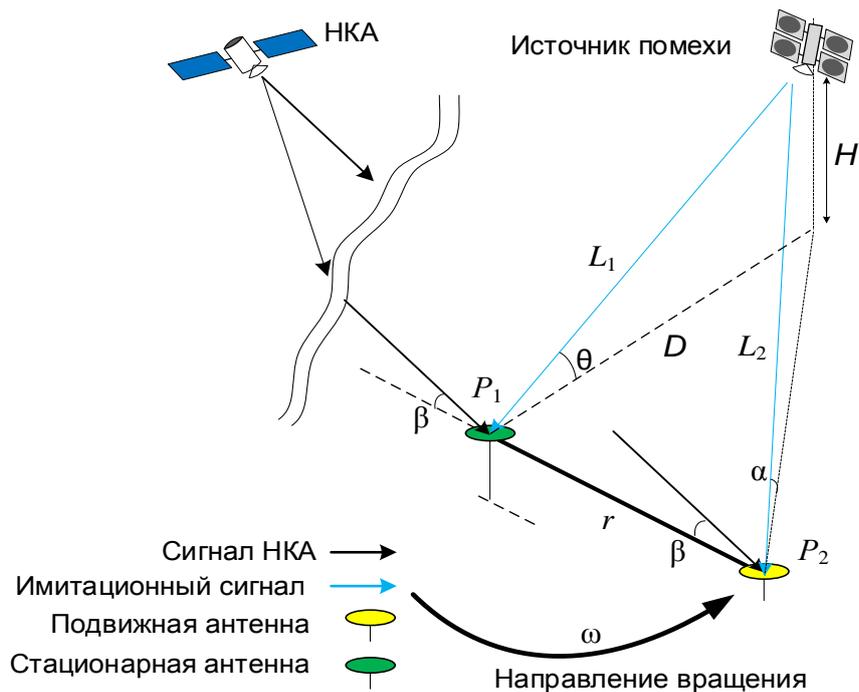


Рис. 1. Пример расположения антенн

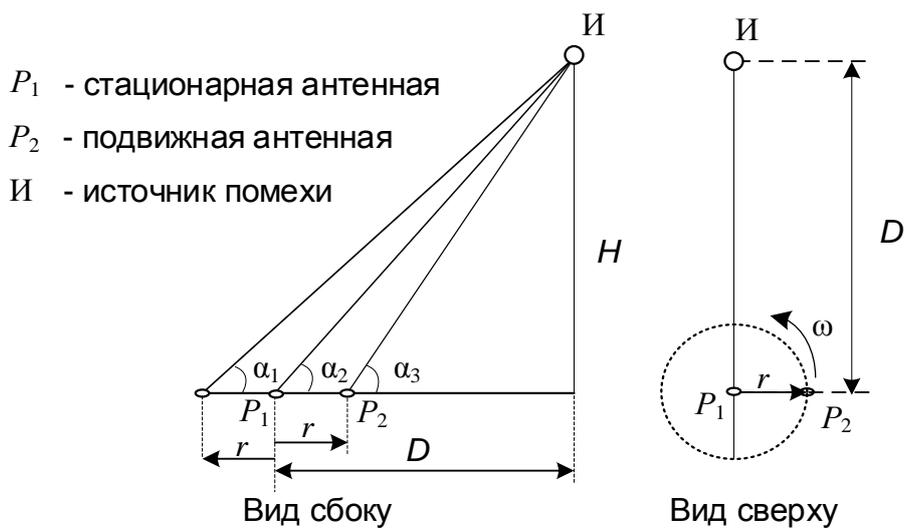


Рис. 2. Пояснение по расположению источника имитационного сигнала и движению антенны

Как видно из рис. 2 угол  $\alpha$  будет изменяться в зависимости от произведения  $\omega_r \cdot t$ :

$$\alpha = \arctg\left(\frac{H}{D + r \cdot (1 - \cos(\omega_r \cdot t))}\right)$$

Для нахождения разности измерения дальности для имитационного сигнала найдем разность выражений (1) и (2):

$$\Delta L_{И} = D \cdot \cos(\theta) - [D + r \cdot (1 - \cos(\omega_r \cdot t))] \cdot \cos(\alpha) \quad (3)$$

Для нахождения разности измерения дальности для сигнала НКА подставим в выражение (3) значение дальности, азимута и угла места, соответствующие реальному НКА.

Проведём моделирование для следующих параметров антенной системы и источника имитационной помехи:

- а) антенны находятся на расстоянии 1 м;
- б) скорость вращения антенны 1 оборот в минуту;
- в) источник имитационной помехи неподвижен и находится на расстоянии  $D = H = 30$  м.

Для имитации движения НКА относительно антенной системы были выбраны данные за 17.09.2023 г. по пролету НКА ГЛОНАСС НКУ 759 (номер точки 4), приём которых осуществлялся антенной, установленной на крыше корпуса № 12 СФУ. Угол места в зените достигал  $86^\circ$ . Длительность пролёта по углу места  $5^\circ$  составила более 5,5 часов.

На рис. 3 представлены результаты моделирования разности измерения псевдодальности между двумя антеннами в начале зоны видимости НКА (рис. 3, а) и в зените (рис. 3, б) для антенной системы с подвижной антенной.

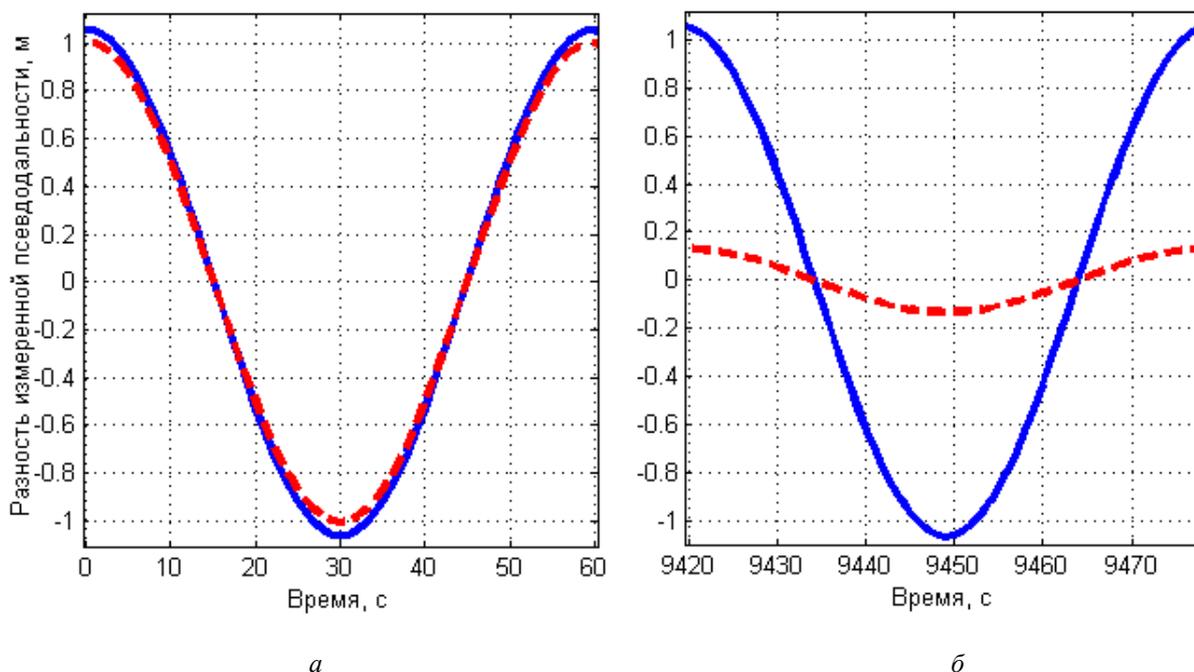


Рис. 3. Разность измеренной псевдодальности для сигнала излучаемого НКА ГЛОНАСС НКУ 759 (красная пунктирная линия) и источника имитационной помехи (сплошная синяя линия): а – угол места  $5^\circ$ ; б – угол места  $86^\circ$

По результатам виден характер изменения разности измерения псевдодальности, который возможно использовать для определения направления на источник имитационной помехи и исключения сигналов, пришедших с данного направления при решении навигационно-временной задачи, тем самым повысив точность определения координат.

Рассмотрим случай с неподвижной второй антенной [3]. На рис. 4 представлена разность измерения псевдодальности для ранее заданных параметров моделирования.

Результаты так же демонстрируют возможность исключения имитационной помехи, однако динамика изменения достаточно медленная, присутствуют более длительные участки (точки пересечения графиков в единицы минут), где выявить источник помехи не представляется возможным. Такая ситуация практически исключается для антенной системы с вращающейся антенной, где подобные участки не превышают единиц секунд.

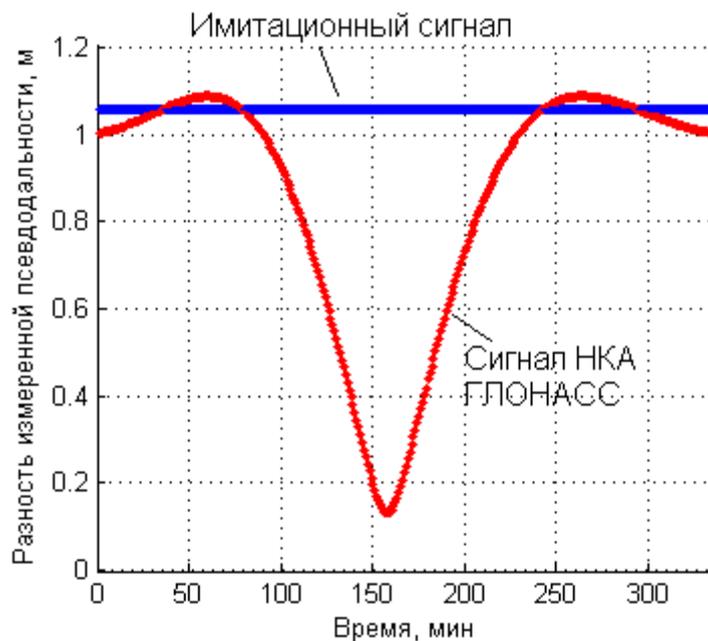


Рис. 4. Разность измеренной псевдодальности для неподвижной антенной системы по сигналам НКА и источнику имитационных сигналов

Представленные конфигурации антенн позволяют повысить эффективность противодействия спуфингу. В дальнейших работах будут рассмотрены методы борьбы с многолучевостью для представленных конфигураций антенн.

### Список литературы

1. Teunissen P., Montenbruck O. (Eds.), Handbook of Global Navigation Satellite Systems – Springer International Publishing, 2017. – 1327 с. – ISBN 978-3-319-42926-7.
2. Толстикова А. С., Ушаков А. Е. Противодействие спуфингу и повышение помехоустойчивости аппаратуры потребителя глобальных навигационных спутниковых систем. Интерэкспо Гео-Сибирь, 2018.
3. Дао Х. К., Ступин Д. Д., Шевченко Р. А. Принципы обнаружения преднамеренных помех, воздействующих на аппаратуру потребителей спутниковых радионавигационных систем // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2019. – № 5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may19/14/text.pdf>.

# ФУРЬЕ-ФИЛЬТРАЦИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ В ДЛИТЕЛЬНЫХ СЕАНСАХ ПРИЁМА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Е. В. Кузьмин, А. Н. Верещагин

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Академика Киренского, 28  
E-mail: ekuzmin@sfu-kras.ru*

Приводятся результаты сравнительного анализа эффективности подавления шумовой компоненты низкочастотными Фурье-фильтрами с различными формами частотных характеристик. Проводится фильтрация экспериментальной амплитудно-временной зависимости (АВЗ) шумоподобного сигнала, зарегистрированной стационарным приёмником в длительном сеансе наблюдения. В графической форме иллюстрируется исходная и фильтрованная АВЗ. Дается количественная оценка эффективности проведённой Фурье-фильтрации экспериментальной АВЗ.

Практика приёма шумоподобных сигналов (ШПС) в информационно-измерительных системах такова, что их обработка, как правило, ведётся на фоне различных помех. Одной из них является собственный шум приёмника, т. е. аддитивная шумовая компонента, способная оказывать влияние на качество различной радиотехнической измерительной информации, получаемой в результате длительных сеансов приёма ШПС. Высокоэффективным инструментом для подавления шумовой компоненты является Фурье-фильтрация, реализуемая за счёт прямого и обратного дискретного преобразования Фурье (ДПФ, ОДПФ) – умножения спектра  $S(\omega_k)$  обрабатываемого процесса (временного ряда измерений  $s(t_n)$ ) на функцию частотной характеристики  $K(\omega_k)$  (комплексную или вещественную) и взятия ОДПФ от произведения  $S(\omega_k)K(\omega_k)$  [1; 2]. Здесь и далее  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$  и  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$  – соответственно номера временных и частотных выборок,  $N$  – объём выборки. Теоретическая и фактическая эффективность подавления шумовой компоненты зависит от вида и параметров функции  $K(\omega_k)$ . Поэтому при её конкретизации требуется анализ достигаемой эффективности фильтрации, основанной на её применении.

Цель работы – привести результаты теоретического анализа эффективности Фурье-фильтрации и представить результаты её практического применения для постобработки амплитудно-временной зависимости ШПС, полученной при регистрации стационарным приёмником.

**Результаты анализа эффективности фильтрации.** Учитывая линейность обработки в Фурье-фильтре с конкретным видом коэффициента передачи  $K(\omega)$  аналогового фильтра-прототипа, задаваясь моделью шумовой компоненты с равномерной спектральной плотностью  $N(\omega) = N_0 = \text{const}$  (белый шум), обладающей дисперсией  $\sigma_1^2 = \pi^{-1} N_0 K_0^2 \omega_{\text{cp}}$  на выходе идеального фильтра низких частот (ФНЧ)  $K_1(\omega) = K_0 = \text{const}, \omega \in [0, \omega_{\text{cp}}]$  с частотой среза  $\omega_{\text{cp}}$  [3; 4], и вычислив дисперсию шума  $\sigma_2^2 = (2\alpha \sin(\pi/2\alpha))^{-1} N_0 K_0^2 \omega_{\text{cp}}$  на выходе ФНЧ с характеристикой Баттерворта  $K_2(\omega) = K_0 / \sqrt{1 + (\omega/\omega_{\text{cp}})^{2\alpha}}, \omega \in [0, \infty)$  произвольного порядка  $\alpha$ , получено отношение дисперсий  $\gamma = (\sigma_1^2 / \sigma_2^2) = 2\alpha \pi^{-1} \sin(\pi/2\alpha)$ . Анализ полученных значений  $\gamma$  для различных порядков фильтров показывает, что уже при порядке  $\alpha = 3$  фильтра  $K_2(\omega)$

он не существенно уступает идеальному фильтру  $K_1(\omega)$  в части эффективности подавления шума (0,2 дБ), и с ростом  $\alpha$  эта тенденция усиливается (табл. 1).

Далее рассматривается пример применения Фурье-фильтра с функцией  $K_1(\omega_k)$ , основанной на идеальном фильтре-прототипе  $K_1(\omega)$ , с учётом особенностей характера ДПФ-спектра  $S(\omega_k)$  временного ряда экспериментальных измерений  $s(t_n) = s(nT_d)$ , полученных с шагом  $T_d = 2\pi/\omega_d = 1$  с ( $T_d$  и  $\omega_d$  – шаг и частота дискретизации соответственно).

**Фурье-фильтрация результатов измерений стационарного приёмника ШПС.** Длительные сеансы приёма ШПС имеют место при решении различных практических задач. Например, при неподвижном мониторинге качества сигналов навигационных информационно-измерительных систем (ГНСС), решении с их помощью координатно-временных задач в движении, а также при их использовании для изучения свойств различных поверхностей [5–9]. В качестве графической иллюстрации эффективности Фурье-фильтрации на рисунках 1 и 2 показаны примеры экспериментальной зашумлённой АВЗ (рис. 1), а также результат фильтрации АВЗ при использовании Фурье-фильтра с характеристикой  $K_1(\omega_k)$  (рис. 2). На рис. 3 представлен амплитудный ДПФ-спектр АВЗ (показанной на рис. 1), нормированный к своему максимуму. Из рис. 3 видно, что обрабатываемый процесс  $s_{AB3}(t_n)$  является узкополосным, а его явные спектральные особенности сосредоточены в области низких частот (что согласуется с [8]), это позволяет обосновать полосу пропускания Фурье-фильтра, принятую при обработке равной 0,01 Гц (рис. 2).

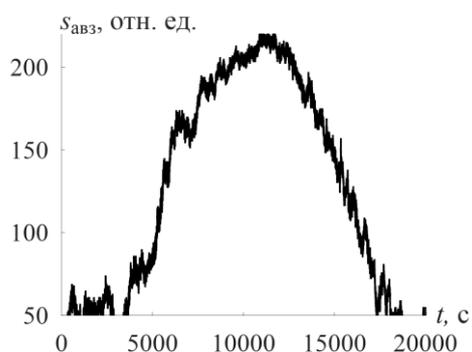


Рис. 1. Исходная зашумлённая амплитудно-временная зависимость, зарегистрированная в длительном сеансе приёма ШПС стационарным приёмником

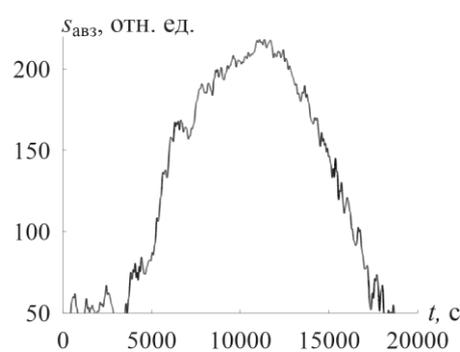


Рис. 2. Фильтрованная АВЗ – результат обработки АВЗ (рис. 1) Фурье-фильтром с характеристикой  $K_1(\omega_k)$ , близкой к идеальному ФНЧ, отношение  $\omega_d/\omega_{cp} = 100$  (полоса пропускания 0,01 Гц)

Сопоставление исходной АВЗ, имеющей явные визуальные признаки присутствия аддитивной шумовой компоненты (рис. 1), с фильтрованной АВЗ (рис. 2), позволяет сделать вывод об успешности выполненной Фурье-фильтрации. Из рис. 2 видно, что Фурье-фильтр с характеристикой  $K_1(\omega_k)$  существенно ослабляет шумовую компоненту, что при полосе входного шума  $\omega_d/2$  количественно выражается оценкой снижения её дисперсии в  $\omega_d/2\omega_{cp} = 50$  раз (на 17 дБ), и определяется установленным значением полосы пропускания Фурье-фильтра [9].

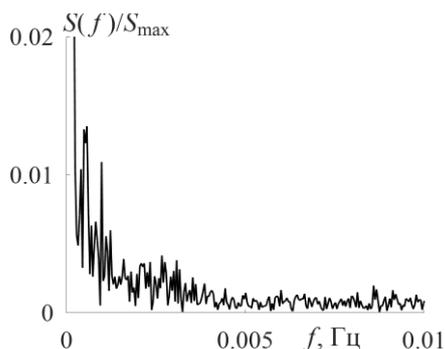


Рис. 3. Амплитудный ДПФ-спектр зашумлённой АВЗ (показанной на рис. 1)

Таблица 1  
К сравнительному анализу эффективности фильтрации за счёт идеального и реального фильтров низких частот

$\alpha$	$\gamma$ , дБ
1	-1,961
2	-0,456
3	-0,20
5	-0,072

**Заключение.** Представлены результаты теоретического анализа эффективности Фурье-фильтрации при применении функций частотных характеристик, описываемых моделями идеального ФНЧ и фильтра Баттерворта произвольного порядка  $\alpha$ . Получено аналитическое выражение для отношения дисперсий  $\gamma = 2\alpha^{-1}\sin(\pi/2\alpha)$  шумовой компоненты на выходах данных фильтров. Графически и количественно продемонстрирована и обсуждена эффективность применения Фурье-фильтрации для подавления аддитивной шумовой компоненты, присутствующей в радиотехнических измерениях параметров шумоподобных сигналов. В качестве примера области применимости результатов представлен частный случай фильтрации АВЗ ШПС, характеризуемый подавлением шумовой компоненты на 17 дБ.

### Список литературы

1. Цифровая обработка сигналов / А. С. Глинченко. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2005. – 482 с.
2. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников / С. Смит; пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.
3. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
4. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов / С. И. Баскаков. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2000. – 462с.
5. Кашкин В. Б. Экспериментальное определение электрофизических параметров лесного покрова с использованием сигналов глобальных навигационных систем ГЛОНАСС и GPS / В. Б. Кашкин, В. И. Кокорин, В. Л. Миронов, С. В. Сизасов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 7. – С. 825–830.
6. GNSS Remote Sensing / S. Jin, E. Cardellach, F. Xie. – Dordrecht, Heidelberg, New York, London: Springer, 2014. – 286 p.
7. Михайлов М. И. Измерение толщины льда на пресноводном пруде и реке с использованием сигналов ГЛОНАСС и GPS / М. И. Михайлов, К. В. Музалевский, В. Л. Миронов // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2017. – Т. 14. – № 2. – С. 167–174.
8. Кузьмин Е. В. Фурье-спектры амплитудных вариаций суперпозиции сигналов навигационных спутников вблизи поверхностей с различными свойствами / Е. В. Кузьмин, А. В. Сорокин // Письма в журнал технической физики. – 2021. – Т. 47. – № 18. – С. 26–28.
9. Кузьмин Е. В. Цифровая фильтрация результатов ГНСС-рефлектометрии / Е. В. Кузьмин, А. В. Сорокин // Цифровая обработка сигналов. – 2021. – № 1. – С. 51–54.

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АДАПТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

Н. А. Воробьев, П. В. Луферчик, А. Н. Конев, Д. В. Чашин

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: vorobev\_na@krtz.su

В работе представлены результаты исследования адаптивных эквалайзеров с обратной связью на базе *LMS*, *NLMS* и *RLS* алгоритмов адаптивной фильтрации. Определены оптимальные параметры эквалайзеров для использования в системах тропосферной связи. Установлено, что использование адаптивного эквалайзера с обратной связью на базе *RLS* алгоритма в условиях рассмотренного тропосферного канала позволяет практически нейтрализовать межсимвольную интерференцию сигнала на приёме.

В настоящее время тропосферные системы связи рассматриваются как потенциальная альтернатива спутниковым системам при создании цифровой инфраструктуры в удалённых районах страны. Однако у тропосферной связи есть важный минус – это многолучевое распространение сигнала, которое возникает из-за особенностей распространения радиоволн в тропосфере [1]. Из-за этого эффекта принимаемый сигнал подвергается межсимвольной интерференции, что приводит к увеличению количества ошибок.

Для устранения эффекта межсимвольной интерференции применяют специальные алгоритмы, комбинирующие энергии многолучевых компонент или компенсирующие их. К числу последних, например, могут быть отнесены эквалайзеры – фильтры, выравнивающие амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) сигнала на приёме. Поскольку условия распространения сигнала в большинстве случаев неизвестны, либо могут меняться в процессе работы, то на практике в основном применяют адаптивные эквалайзеры. Принцип работы адаптивного эквалайзера заключается в оценке обратной импульсной характеристики канала распространения с помощью адаптивного алгоритма, например, по известной тренировочной последовательности, встроенной в блок передаваемых данных. В результате свёртка импульсного отклика канала связи и эквалайзера стремится к дельта-функции, а АЧХ становится близкой к равномерной, что приводит к уменьшению межсимвольной интерференции [2].

В системах тропосферной связи многолуче́вость вызывается из-за рассеяния излучаемой радиоволны на диэлектрических неоднородностях тропосферы. Тропосферный канал образуется при загоризонтном распространении сигналов, когда диаграммы направленности передающей и приёмной антенн пересекаются в некоторой области тропосферы (области рассеяния) (рис. 1). При этом разность хода между лучом, рассеянным в верхней точке области, и лучом, рассеянным в нижней точке области, приводит к тому, что в приёмную антенну сигналы по этим лучам приходят с разной задержкой. Размер области рассеяния влияет на максимальную величину относительной задержки, а также на количество лучей, которое определяется числом неоднородностей, оказавшихся в области рассеяния.

Оценка эффективности выравнивания тропосферного канала адаптивными эквалайзерами проводилась в разработанной программной среде (обобщенная структура приведена на рис. 2), в которую были интегрированы эквалайзеры с различной структурой на базе нескольких адаптивных алгоритмов (*LMS*, *NLMS*, *MIL*, *RLS* и др. [3]).

С помощью разработанной программной среды был промоделирован канал с многолуче́востью, построенный на основе характеристик, полученных

экспериментальным путем. Характеристики рассмотренного канала связи: число лучей импульсной характеристики – 4, максимальная задержка между лучами – 530 нс, частота быстрых замираний – 15 Гц [4].

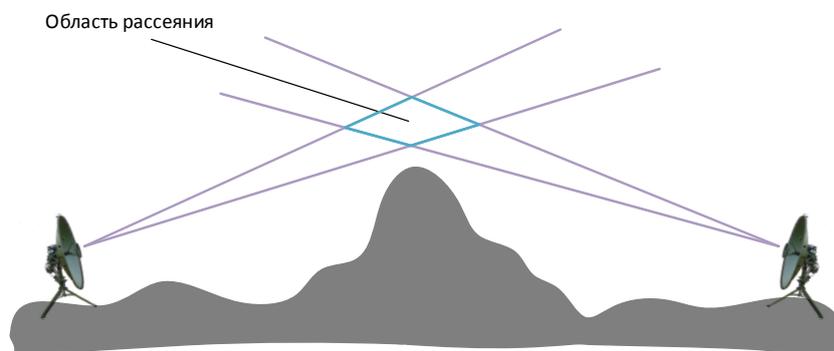


Рис. 1. Дальнее тропосферное (загоризонтное) распространение



Рис. 2. Структура модели программной среды для оценки адаптивных эквалайзеров

Несмотря на то, что эквалайзеры с дробной задержкой являются более эффективными [5], даже в самом простом случае они обладают удвоенной вычислительной сложностью по сравнению с эквалайзерами на символьной скорости, что значительно усложняет их реализацию в реальных системах. В связи с этим дальнейшие исследования проводились с применением эквалайзеров на символьной скорости.

В результате моделирования подтверждена низкая эффективность работы эквалайзеров без обратной связи для выравнивания рассмотренного четырехлучевого канала независимо от алгоритма адаптивной фильтрации. Это связано с тем, что канал распространения является достаточно сложным для таких эквалайзеров. Поэтому для дальнейшего рассмотрения были выбраны эквалайзеры с обратной связью. Моделирование работы эквалайзера проводилось на промежутке времени в 1 с. Значение средней ошибки эквалайзера высчитывается также за этот промежуток.

Результаты моделирования *LMS* и *NLMS* эквалайзеров с 32 весовыми коэффициентами (ВК) в прямой (*FF*) и 32 ВК в обратной (*FB*) части с различным шагом сходимости представлены на рисунках 3 и 4 соответственно.

По результатам моделирования видно, что для *NLMS* эквалайзера существует некоторое оптимальное значение масштабирующего коэффициента, равное порядка 0,9...1,0. Для *LMS* эквалайзера видно, что увеличение шага сходимости до определенного порога приводит к уменьшению средней ошибки. Однако при достижении определенного высокого шага сходимости ошибка эквалайзера увеличивается.

Поскольку с теоретической точки зрения при определенном масштабирующем коэффициенте и шаге сходимости *LMS* и *NLMS* алгоритмы математически эквивалентны, то из-за присутствующего деления в *NLMS* алгоритме он обладает большей вычислительной сложностью. Поэтому принято решение продолжать исследования на базе *LMS* алгоритма.

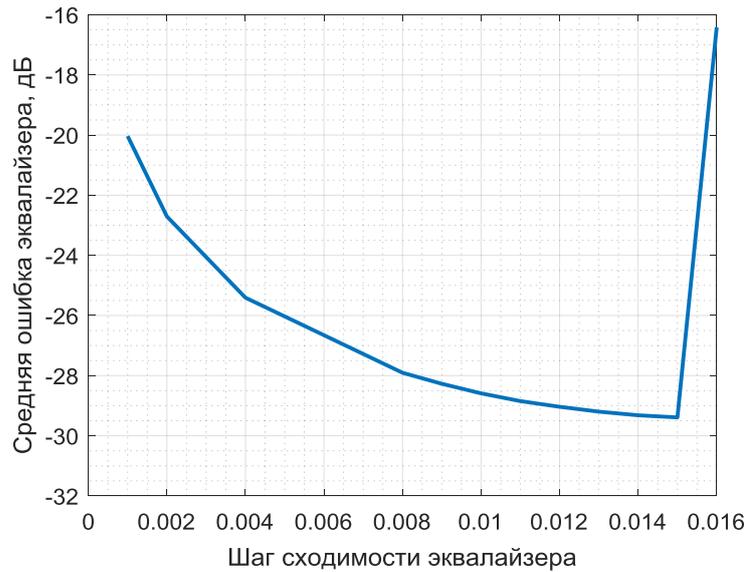


Рис. 3. Результаты моделирования *LMS* эквалайзера с 32 ВК в прямой и 32 ВК в обратной части при изменении шага сходимости

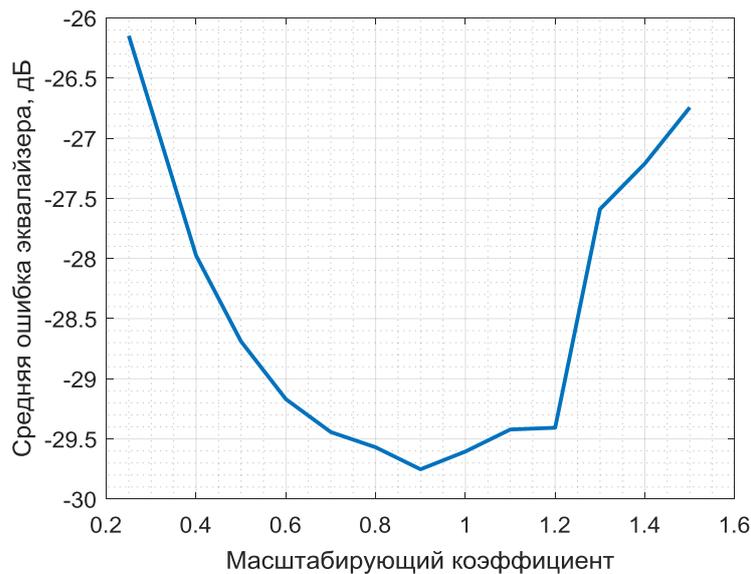


Рис. 4. Результаты моделирования *NLMS* эквалайзера с 32 ВК в прямой и 32 ВК в обратной части при изменении масштабирующего коэффициента

В разработанной программной среде представлено две возможности задания количества ВК эквалайзера:

- автоматически, исходя из удвоенного количества коэффициентов импульсного отклика «полного канала»;
- вручную, прописывая количество ВК в *FF* и *FB* части, а также величину задержки обучающей последовательности.

При автоматическом задании количества ВК в модели устанавливается 25 прямых и 25 обратных коэффициентов. Далее была проведена оценка изменения зависимости (рис. 3) при изменении количества прямых и обратных ВК для *LMS* эквалайзера. Результаты моделирования приведены на рис. 5.

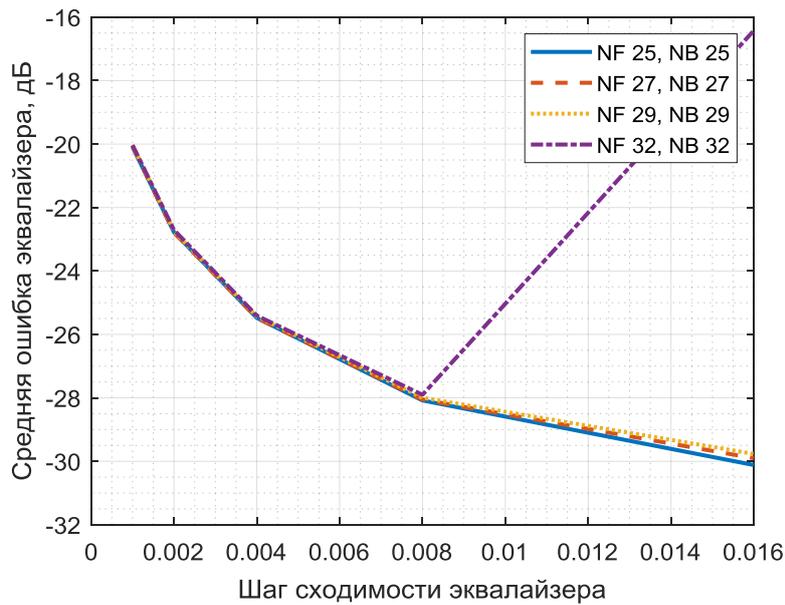


Рис. 5. Результаты моделирования *LMS* эквалайзеров с различным количеством ВК в прямой (*NF*) и обратной части (*NB*) при изменении шага сходимости

Видно, что при увеличении числа ВК в обеих частях эквалайзера до 27 и до 29 средняя ошибка эквалайзера изменяется незначительно, порядка долей дБ. Однако также видно, что при ситуации, когда в обеих частях эквалайзера по 32 ВК, при шаге сходимости 0,016 величина средней ошибки резко увеличивается.

Далее было проведено моделирование эквалайзера на базе *MIL RLS* алгоритма с различным числом ВК в прямой и обратной ветвях эквалайзера. Результаты моделирования представлены на рис. 6.

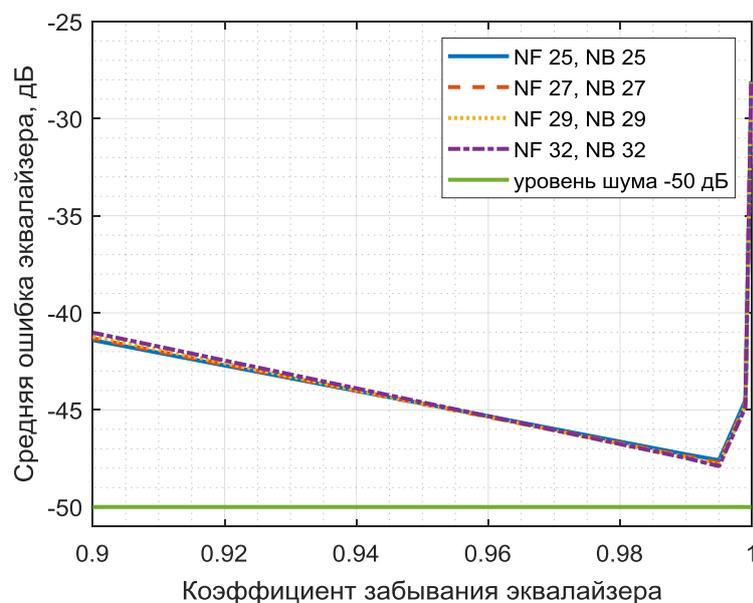


Рис. 6. Результаты моделирования *RLS* эквалайзеров с различным количеством ВК в прямой (*NF*) и обратной части (*NB*) при изменении коэффициента забывания

По результатам моделирования видно, что существует некоторое оптимальное значение коэффициента забывания (0,995), при котором средняя ошибка эквалайзера имеет наименьшее значение. Отличие между комбинациями ВК составляет не более 0,5 дБ. Наилучшее значение величины средней ошибки эквалайзера на базе *RLS* алгоритма получилось равным 47,9 дБ, что на 2,1 дБ отличается от уровня шума в канале с АБГШ. При этом для эквалайзера на базе *LMS* алгоритма наилучшее значение средней ошибки было равно порядка 30,1 дБ. Это позволяет судить о выигрыше порядка 17,8 дБ при использовании *RLS* алгоритма по отношению к *LMS* алгоритму.

Таким образом, результаты исследования показывают, что использование адаптивного эквалайзера с обратной связью на базе *RLS* алгоритма в условиях рассмотренного тропосферного канала позволяет практически нейтрализовать эффект многолучёвости. Возможность реализации такого эквалайзера в реальной системе связи будет исследована в дальнейшем.

### Список литературы

1. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн. / Под ред. Б. А. Введенского, М. А. Колосова, А. И. Калинина, Я. С. Шифрина. М.: Советское радио, 1965. – 415 с.
2. Qureshi S. Adaptive equalization // Proceedings of the IEEE, 1985. –Vol. 73. – № 9. – P. 1349–1387.
3. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
4. Воробьев Н. А., Луферчик П. В., Штро П. В., Богатырев Е. В. Исследование характеристик нестационарности тропосферного канала связи // Ural Radio Engineering Journal. – 2023. – 7(2). – С. 123–136. DOI: 10.15826/urej.2023.7.2.002.
5. Воробьев Н. А., Джиган В. И., Луферчик П. В., Штро П. В. Оценка эффективности применения адаптивных эквалайзеров с различной структурой в системах тропосферной связи // Успехи современной радиоэлектроники. – 2023. – Т. 77. – № 12. – С. 120–129. DOI: <https://doi.org/10.18127/j20700784-202312-14>.

# МЕТОД УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЁВОСТИ НА ИЗМЕРЕНИЯ СТАЦИОНАРНОГО ПРИЕМНИКА СИСТЕМЫ ГЛОНАСС ЗА СЧЁТ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПОВЕРХНОСТИ В МЕСТЕ УСТАНОВКИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

А. А. Абдулхаков, Д. А. Иванов, А. Н. Верещагин

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: fearsome21@icloud.com

В работе рассматривается метод уменьшения влияния многолучёвости на измерения стационарного навигационного приёмника. Представлена конфигурация антенной системы, состоящая из двух антенна, направленных в разные стороны (зенит и надир). Проведено моделирование с демонстрацией результатов.

В настоящее время использование глобальных навигационных спутниковых систем плотно вошло в повседневную жизнь. Важным требованием потребителя является точность определения местоположения. Одна из составляющих погрешности измерения навигационных параметров вызывается так называемой многолучёвостью. Ошибки, связанные с многолучёвостью, без использования специальных методов борьбы могут достигать заметной величины, превышая все остальные составляющие погрешности.

Рассмотрим многолучевое распространение сигнала и его влияние на оценку радионавигационных параметров (РНП), в частности – измерение псевдодальности стационарным приёмником навигационных сигналов. В качестве метода уменьшения влияния многолучёвости используется следующее:

а) приёмник стационарный – поэтому можно построить модель помех за счёт повторяемости трасс НКА на 17 витках (для НКА ГЛОНАСС) [1].

б) использовать вторую антенную, ориентированную вертикально вниз, чтобы учитывать сезонные изменения погоды (снег, воду) в окрестностях зоны отражения сигналов, используя методы рефлектометрии [2].

Таким образом, схема расположения антенной системы и пояснения по распространению сигналов приведены на рис. 1.

Оценка РНП осуществляется по первой (контрольной) антенне. Оценка отражённого сигнала осуществляется по первой и второй антенне: по первой – оценка параметров для построения модели помех, по второй – для коррекции модели помех с учётом состояния поверхности.

Метод в первую очередь направлен на контроль поверхности, от которой осуществляется отражение. Коэффициент отражения будет различный для сухой, влажной почвы или покрытой снегом поверхности [3].

В качестве опоры для монтажа двух антенн предлагается использовать опору с низким коэффициентом отражения [3], например, диэлектрический штатив.

Относительная задержка многолучёвости определяется дополнительным расстоянием, которое сигнал должен пройти до «фантомной» антенны ( $P_1'$  и  $P_2'$ ) по сравнению с расстоянием до реальной антенны ( $P_1$  и  $P_2$ ). Она может быть получена с помощью тригонометрии.

$$\Delta S_1 = 2 \cdot H \cdot \sin(\theta), \Delta S_2 = 2 \cdot (H - h) \cdot \sin(\theta),$$

где  $\Delta S_1$  – расстояние между точкой отражения для контрольной антенны и точкой отражения для вспомогательной антенны,  $\Delta S_2$  – расстояние между точкой отражения для вспомогательной антенны и точкой на поверхности,  $H$  – высота установки антенн,  $h$  – высота точки на поверхности относительно уровня установки антенны,  $\theta$  – угол наклона поверхности относительно горизонтали,  $d$  – расстояние между точками отражения.

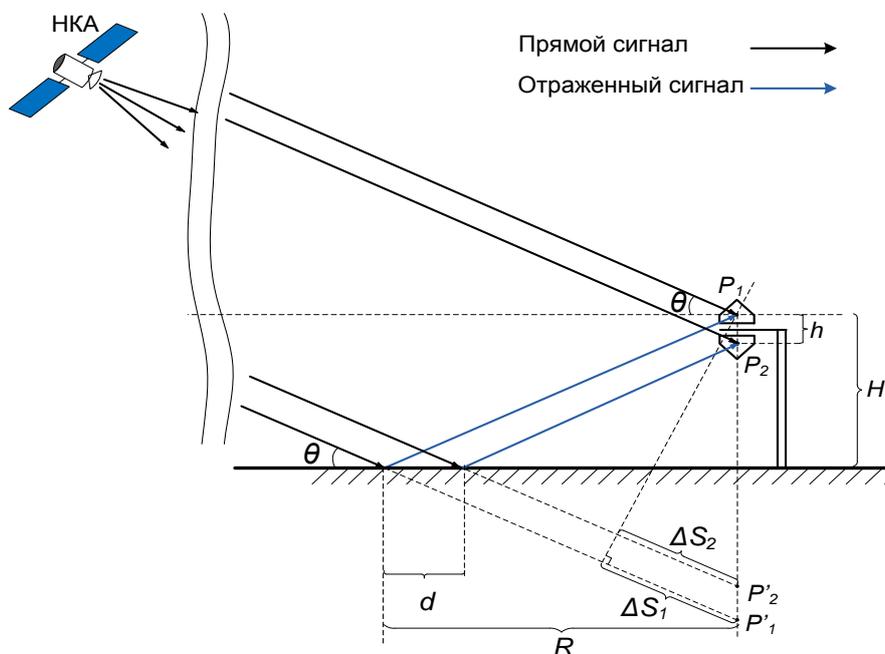


Рис. 1. Пример расположения антенной системы

Важным критерием будет расстояние ( $d$ ) между точкой отраженного сигнала для контрольной антенны и точкой отражения для вспомогательной антенны. Для обеспечения более высокой достоверности результатов по контролю поверхности в окрестностях установки антенной системы величину  $d$  необходимо минимизировать. Данная величина будет зависеть от расстояния между фазовыми центрами антенн ( $h$ ). С помощью тригонометрии получим зависимость  $d$  от  $h$ :

$$\operatorname{tg}(\theta) = \frac{H}{R}, \operatorname{tg}(\theta) = \frac{H-h}{R-d},$$

тогда, приравняв значения и проведя преобразования, получим:

$$d = \frac{hR}{H}. \quad (1)$$

Так, например, при  $h = 0,1$  м,  $R = 50$  м (для НКА при угле места  $5^\circ$ ) и  $H = 1,5$  м, разность точек отражения согласно (1) составит приблизительно  $d = 3,3$  м.

Построим огибающую ошибок псевдодальности при отражении сигнала от сухой и влажной почвы (рис. 2). Коэффициенты затухания для сухой почвы  $-11,4$  дБ, для влажной  $-3,21$  дБ [3]. Полученные значения ошибки оценки псевдодальности отличаются в несколько раз при увеличении влажности, что требует дополнительного учёта при построении и использовании модели помех.

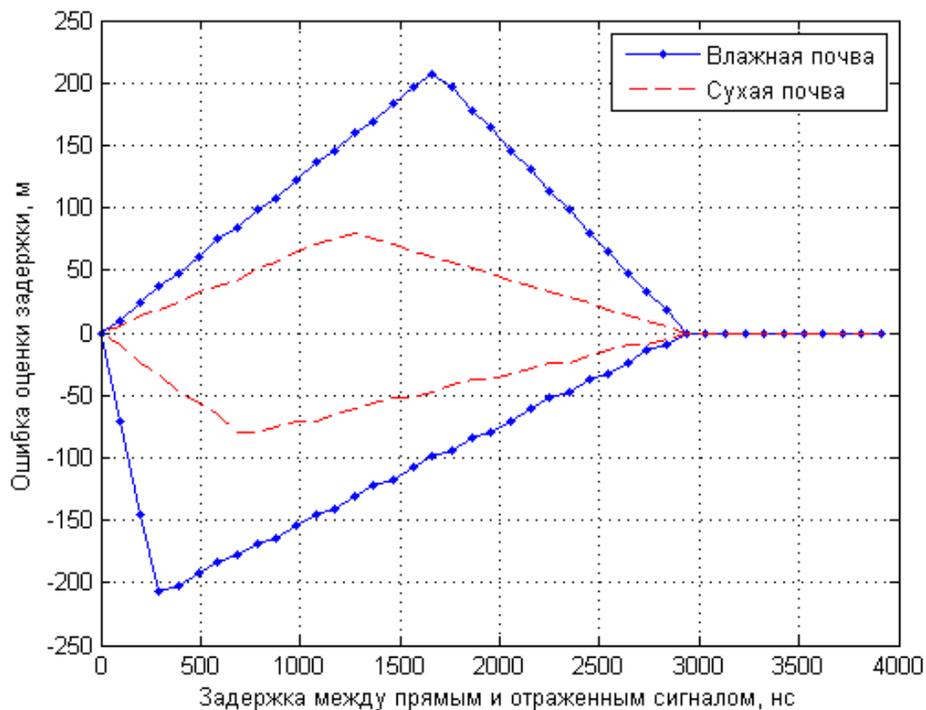


Рис.2. Ошибка оценки псевдодальности

Представленные результаты демонстрируют необходимость дополнительного контроля состояния поверхности в месте установки антенной системы (осадки) при использовании модели многолучевых помех. Так же в ходе исследования определена зависимость минимального расстояния между точками отражения и высотой расположения антенн.

### Список литературы

1. Верещагин А. Н., Фатеев Ю. Л. Исследование компенсации многолучёвости стационарного навигационного приемника // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 9. – С. 43–45.
2. Падохин А. М., Курбатов Г. А, Назаренко М. О, Смоллов В. Е. GNSS-рефлектометрия уровня Черного моря в экспериментах на стационарной океанографической платформе // Вестник Московского университета. – Серия 3: Физика. Астрономия. – 2018. – № 4. – С. 80–86.
3. Teunissen P., Montenbruck O. (Eds.). Handbook of Global Navigation Satellite Systems – Springer International Publishing, 2017. – 1327 с. – ISBN 978-3-319-42926-7.

# РАЗРАБОТКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МОДЕЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

А. Н. Конев, Д. В. Чащин, Н. А. Воробьев, П. В. Луфферчик

*Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: konev\_an@krtz.su*

В данной публикации рассмотрено применение методов модельно-ориентированного проектирования (МОП) для разработки систем связи. На примере проектирования системы ближнепольной магнитной связи (БПМС) отображены основные преимущества применения такого метода разработки, представлены результаты моделирования.

Создание защищённой системы связи, которая обеспечит надёжную коммуникацию оперативной группы в условиях большого количества препятствий является актуальной задачей на сегодняшний день. Применение системы ближнепольной магнитной связи (БПМС) позволяет удовлетворить эти требования.

Традиционные методы электромагнитной радиосвязи не подходят для условий с большим количеством препятствий, таких как грунт, вода или бетон.

Связь, основанная на эффекте магнитной индукции (МИ), позволяет передавать сигнал в средах, которые значительно поглощают электромагнитное (ЭМ) поле [1; 2]. Принцип действия такой системы связи заключается в использовании магнитной компоненты поля в ближней зоне антенны. Катушка индуктивности служит передающим элементом системы, а приём осуществляется с помощью датчика магнитного поля.

У большинства материалов, которые нас окружают, магнитная проницаемость близка к таковой, как у вакуума. Благодаря этому магнитное поле может беспрепятственно распространяться в условиях, где применение традиционной ЭМ связи невозможно [3].

В свободном пространстве мощность ближнепольной магнитной связи затухает быстрее, чем у традиционной радиосвязи. Это можно считать недостатком. Однако в условиях, когда важна скрытность и необходимо минимизировать возможность перехвата, это становится преимуществом.

При создании первых прототипов системы ближнепольной магнитной связи (БПМС) не применялось модельно-ориентированное проектирование (МОП). Традиционная разработка позволила создать такие прототипы, которые подтвердили возможность создания системы связи.

Однако испытания в условиях городской застройки показали, что требуемая дальность связи не обеспечивается из-за ряда причин и не соответствует результатам, полученным на изолированном полигоне.

Чтобы построить энергоэффективную систему БПМС, необходимо было оценить влияние различных факторов на систему связи. Для этого было решено применить методы МОП. В связи с этим был разработан цифровой двойник тестируемого прототипа системы БПМС.

Модельно-ориентированное проектирование (МОП) обладает важным преимуществом – возможностью моделировать работу проектируемой системы на всех этапах разработки в различных условиях. Это позволяет выявлять и устранять ограничения системы, ускорять процесс проектирования универсальных и

эффективных систем, а также создавать системы, максимально эффективные для решения конкретных задач.

Любая система связи является результатом деятельности многих специалистов из разных областей. Наша система разрабатывается совместно специалистами АО НПП «Радиосвязь» и ИФ СО РАН. В ходе традиционной разработки периодически возникают ситуации, когда инженеры говорят «на разных языках». Концепция МОП позволяет избежать этого путём создания глобальной модели разрабатываемой системы, включающей в себя все узлы, и дальнейшей разработкой системы на основе этой модели, тем самым повышается эффективность взаимодействия нескольких команд разработчиков.

Кроме того, МОП помогает избежать ошибок при проектировании системы, обосновывать заказчику дополнения и изменения системы. Также МОП является важным компонентом для валидации и верификации производительности системы [4].

За основу для моделирования был взят прототип системы связи, где в качестве передающей антенны выступает катушка индуктивности, представляющая из себя 6 витков литцендрата, намотанных вдоль прямоугольного рюкзака жилета транспортного модульного размерами 50×40 см, а в качестве приёмной – магнитная антенна в виде тонкоплёночного магнитометра [5].

В проектируемой системе предполагается использовать нелинейный усилитель мощности. Это позволит обеспечить необходимый коэффициент полезного действия в мобильном форм-факторе [6]. Стоит учитывать, что применение такого усилителя накладывает ограничение на разрядность передаваемого сигнала.

Исходя из этого, в качестве начальной манипуляции сигнала была выбрана двоичная фазовая манипуляция (BPSK). В дальнейшем планируется провести анализ на основе спроектированной модели, чтобы выбрать оптимальную сигнально-кодированную конструкцию (СКК).

Для оценки характеристик системы связи была создана модель – цифровой двойник прототипа (рис. 1). В модели были учтены характеристики передающей и приёмной антенн, а также усилителя мощности. Также в модель включена имитация помех, записанных в ходе экспериментов в городской среде. Результаты моделирования совпадают с результатами тестирования макета переносной системы ближнепольной магнитной связи.

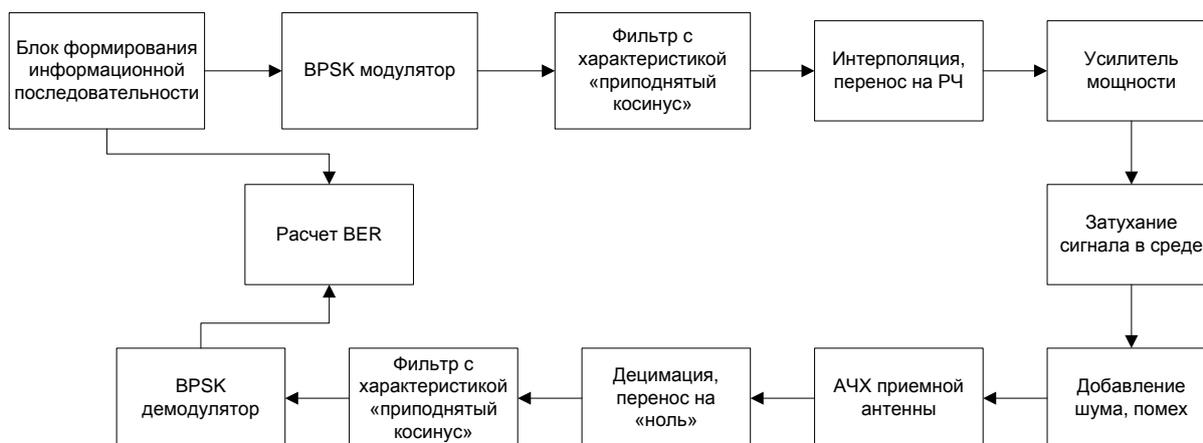


Рис. 1. Структурная схема модели системы БПМС

## УПРАВЛЕНИЕ

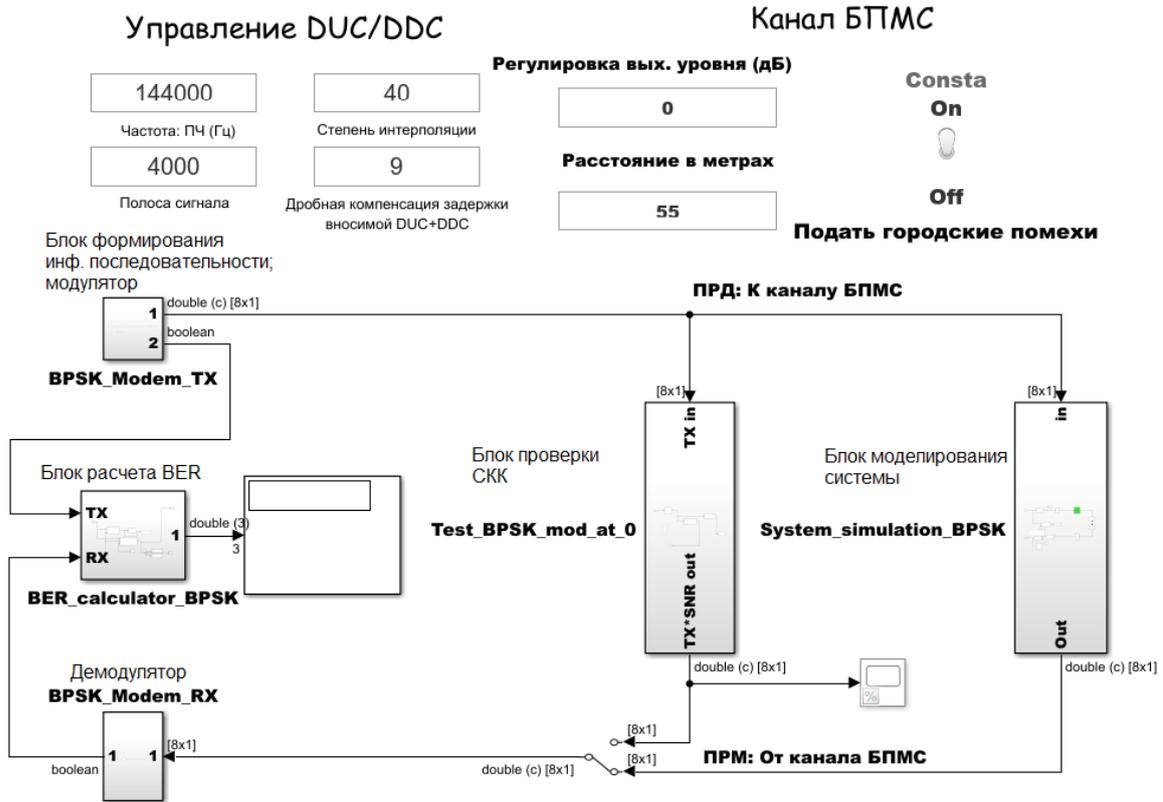
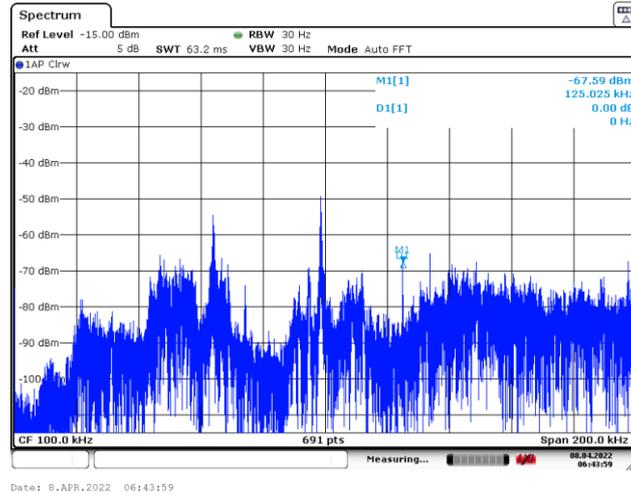


Рис. 2. Вид модели системы БПМС в среде моделирования

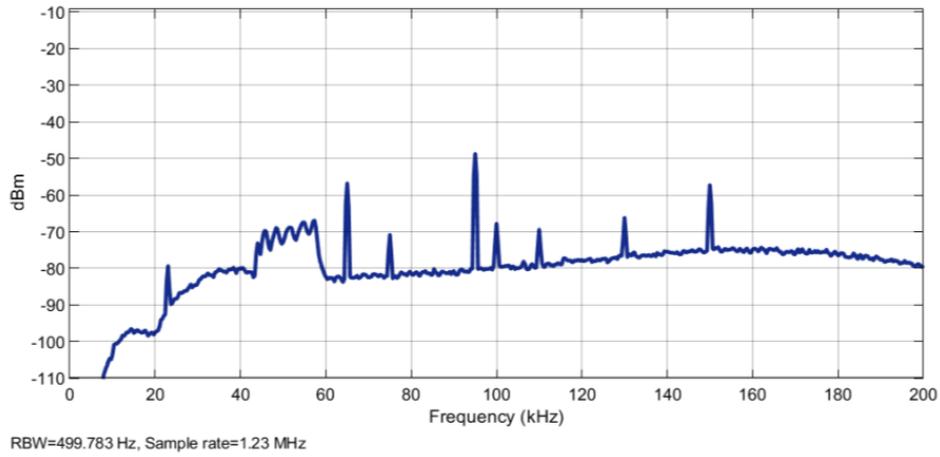
Чтобы увеличить дальность связи системы, в модель было встроено полярное помехоустойчивое кодирование. Важнейшим преимуществом применения полярного кодирования для данного вида связи является минимальная задержка обработки сигнала, сопоставимая со сверхточным кодированием, при этом минимальное отношение сигнал/шум данного вида кодов сопоставимо с *LDPC (Low-density parity-check)* [7]. Это позволило повысить устойчивость системы к помехам и улучшить качество передачи данных.

Имитация помех, записанных в ходе экспериментов в городской среде, позволила оценить влияние различных факторов на работу системы связи. Эти факторы включают в себя шумы, помехи от других устройств и искажения сигнала (рис. 2 и 3).

В ходе исследования были получены характеристики отношения частоты битовой ошибки (*BER*) от дальности связи для системы без кодирования (рис. 4) и с применением полярного кодирования (рис. 5).



*a*



*b*

Рис. 3. Сравнение помехового фона на входе произведенного приёмника – *a*, с помеховым фоном на входе смоделированного приёмника – *b*

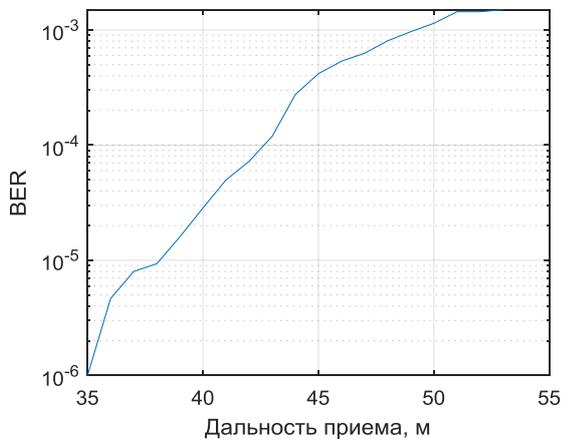


Рис. 4. Зависимость *BER* от дальности приёма в системе без кодирования

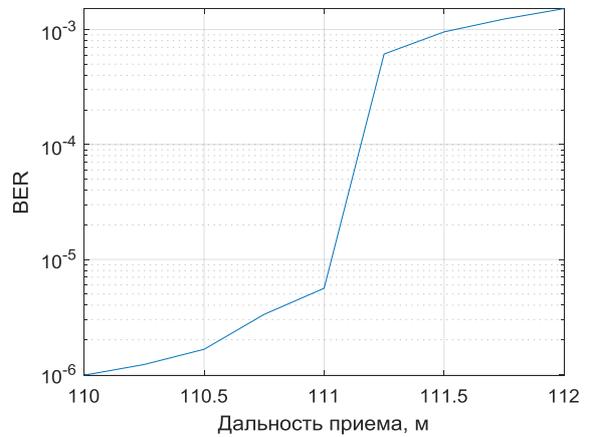


Рис. 5. Зависимость *BER* от дальности приёма в системе с полярными кодами

По результатам моделирования можно сделать вывод, что применение полярного кодирования позволяет повысить дальность связи системы БПМС в городских условиях с 35 метров до 110 метров.

Также для повышения спектральной эффективности системы связи предлагается использовать современные вокодеры на основе технологии *TWELP (Tri-Wave Excited Linear Prediction)*. Такие вокодеры поддерживают скорость кодирования 600 бит в секунду, что позволяет получить выигрыш в 6 дБ по сравнению с текущими вокодерами со скоростью кодирования 2,4 кбит/с. Использование современных вокодеров в сочетании с полярным кодированием может увеличить дальность связи портативной системы до 150 метров.

Применение портативных систем БПМС может быть востребованным в интересах различных ведомств в городских условиях для обеспечения связи между оперативными группами в условиях наличия большого количества препятствий, таких как грунт, бетон, вода, например, в условиях завалов. Моделирование показывает, что использование современных методов обработки цифровых сигналов позволяет увеличить радиус действия такой системы до 150 метров и более, что достаточно для обеспечения связи между оперативными группами. Безопасность личного состава, работающего под землей и в других труднодоступных местах, может быть значительно повышена за счёт использования такой связи. Работы по исследованию и проектированию этой связи на основе созданной модели будут продолжены для дальнейшего увеличения дальности передачи информации.

### Список литературы

1. Hott M., Hoehner P. A. “Underwater Communication Employing High-Sensitive Magnetic Field Detectors” IEEE Access, vol. 8, pp. 17738 –177394, September 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3026623
2. Sharma A. K., Yadav S., Dandu S. N., Kumar V., Sengupta J., Dhok S. B., and Kumar S. “Magnetic Induction-Based Non-Conventional Media Communications: A Review, IEEE Sensors Journal, vol. 17, pp. 926 – 940, April 2017. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2640190
3. Telford W., Geldart L., Sheriff R. Applied Geophysics, Cambridge University Press, 1990, [Online]. Available: <https://books.google.co.in/books?id=Q8ogAwAAQBAJ>.
4. Роженко Д. Н. Применение концепции модельно-ориентированного проектирования в разработке ПЛИС // Молодой ученый. – 2017.– № 11 (145). – С. 102–108.
5. Babitskii A. N., Belyaev B. A., Boev N. M. and Izotov A. V. “Low noise wideband thin-film magnetometer”, IEEE Sensors 2017, conference proceedings, 2017, pp. 316–318. DOI: 10.1109/ICSENS.2017.8233972
6. Belyaev B. A. et al. “Compact Non-Linear Power Amplifier for Wideband Underwater and Underground Near-Field Magnetic Communication Systems”, 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, Russia, 2019, pp. 1–5, DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729580.
7. Арикан Э. Поляризация каналов: метод построения кодов, обеспечивающих пропускную способность, для симметричных каналов без памяти с двоичным входом // IEEE Trans. Информация. Теория. – 2009. – Т. 55. – С. 3051–3073.

# РАЗРАБОТКА, РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Л. С. Телюков, Е. В. Кузьмин

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: leonid.telyukov@gmail.com  
ekuzmin@sfu-kras.ru

Приведены некоторые результаты вычислительного исследования точности оценок параметров гармонического сигнала двумя спектральными методами: классическим, основанным на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), а также спектрально-весовым, использующим ДПФ взвешенной реализации сигнала. Разработан портативный измерительный прибор, реализующий данные методы, кратко изложены принципы выбора элементной базы для его построения, показан его внешний вид. Представлены результаты первичного экспериментального исследования точности оценок параметров гармонического сигнала с использованием разработанного прибора.

**Введение.** Известно [1–4], что оценивание параметров гармонического сигнала может быть выполнено различными методами, в том числе спектральными, т. е. основанными на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), причём, как без взвешивания реализации сигнала, так и с его использованием, что приводит к существенному повышению точности оценивания параметров гармонического сигнала и носит название спектрально-весового оценивания [1–3; 5; 6]. Современная элементная база позволяет реализовать спектрально-весовое оценивание, которое оказывается чрезвычайно полезным при решении различных практических задач [6–9].

**Цель.** Разработка и реализация портативного измерителя параметров гармонического сигнала на основе спектральных методов, а также первичное экспериментальное исследование точностных характеристик измерителя.

**Краткое описание спектральных методов.** Оценивание параметров гармонических сигналов на основе ДПФ осуществляется в несколько этапов. Сначала находится ДПФ-спектр и его модуль – амплитудный спектр сигнала. Затем определяется максимум амплитудного спектра и номер спектральной выборки, соответствующей этому максимуму. С использованием данного номера путём несложных операций определяются параметры сигнала [4].

Для спектрально-весового оценивания параметров гармонического сигнала выбирается весовая функция (ВФ), с помощью которой взвешивается сигнал. Далее вычисляется ДПФ взвешенной реализации. Как и ранее, определяется номер спектральной выборки, соответствующей максимуму амплитудного спектра. Анализируются значения спектральных выборок, примыкающих к максимальной, выбирается большая из них и вычисляется её отношение к максимальной. Полученное значение отношения используется в несложной алгоритмизации, позволяющей получить оценки параметров гармонического сигнала с существенно лучшей точностью [1–3; 5].

**Результаты вычислительного эксперимента и их анализ.** Для сравнения точности двух описанных спектральных методов проведено математическое моделирование оценивания параметров гармонического сигнала в зависимости от количества выборок  $N$ . Рассмотрены различные значения отношений частоты дискретизации  $f_d$  к частоте сигнала  $f_s$ .

Результаты сравнения, представленные в виде округлённых значений относительных погрешностей измерения параметров гармонического сигнала (амплитуды  $\delta A_s$  и частоты  $\delta f_s$ ) представлены в табл. 1. Графическое отображение

результатов сравнения двух методов приведено на рис. 1. При спектрально-весовом оценивании использована ВФ Ханна [10]. Отношение частоты дискретизации к частоте сигнала устанавливалось равным  $f_d/f_s \approx 9$ .

Таблица 1

Результаты вычислительного исследования точности оценок параметров гармонического сигнала двумя методами

Количество отсчётов сигнала, $N$	Оценивание на основе ДПФ		Спектрально-весовое оценивание	
	$\delta A_s, \%$	$\delta f_s, \%$	$\delta A_s, \%$	$\delta f_s, \%$
50	28,2	26,0	$1 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$
100	1,7	8,0	$8 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$
200	7,4	3,5	$1 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-5}$
300	16,9	2,0	$8 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$
400	29,4	1,3	$2 \cdot 10^{-6}$	$7 \cdot 10^{-7}$
500	29,3	2,6	$2 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-7}$

Значения относительных погрешностей  $\delta f_s$  оценивания начальной фазы при спектрально-весовом оценивании находятся в пределах  $9 \cdot 10^{-2} \dots 9 \cdot 10^{-5} \%$  (для  $50 < N < 500$ ).

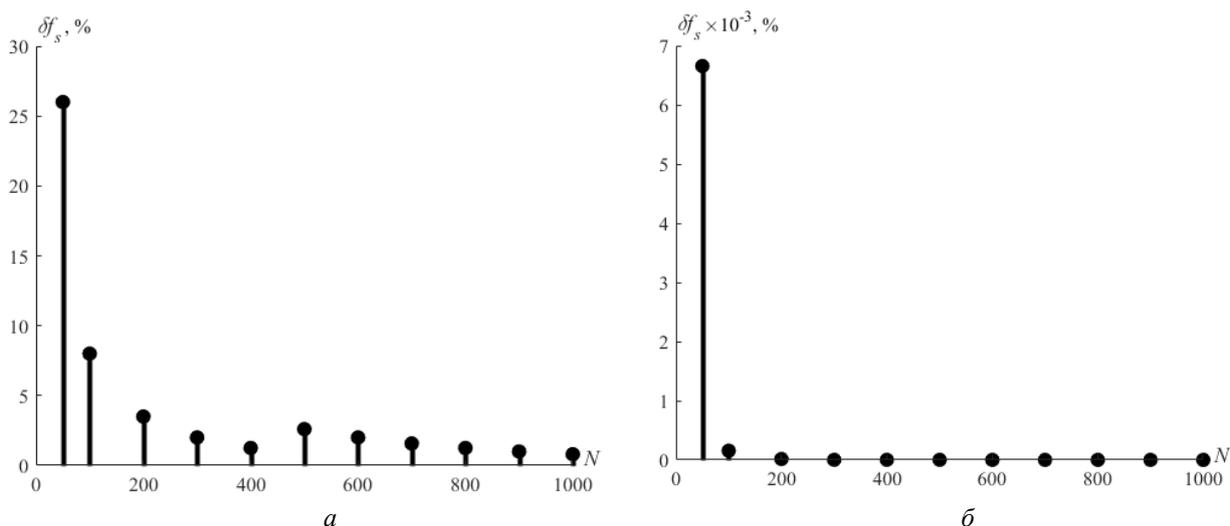


Рис. 1. Зависимость относительной погрешности оценки частоты исследуемых методов от количества отсчётов  $N$ :  $a$  – оценивание на основе ДПФ без взвешивания;  $b$  – спектрально-весовое оценивание

Анализ табл. 1 показывает, что при количестве выборок  $N = 50$  относительная погрешность измерения частоты спектрально-весовым методом существенно меньше аналогичной величины при оценивании по ДПФ без взвешивания реализации сигнала.

**Описание измерителя.** Для проверки эффективности применения спектрально-весового оценивания была поставлена задача: разработать и реализовать портативный измеритель, позволяющий оценивать параметры гармонического сигнала в двух режимах: на основе ДПФ без взвешивания и на основе спектрально-весового оценивания.

Перед разработкой измерителя были определены основные требования к элементной базе устройства:

- распространённость и широкодоступность;

- низкая стоимость;
- малые габаритные размеры.

В состав измерителя вошли следующие электронные модули: отладочная плата на основе микроконтроллера *STM32F411CEU6*, *LCD*-дисплей *TC1602A-01T*, *DC/DC* – модуль преобразования напряжения.

Основные технические характеристики разработанного измерителя:

- диапазон рабочих частот 1 000 Гц...30 000 Гц;
- амплитуда входного сигнала не более 100 мВ...1,6 В.

Внешний вид разработанного измерителя представлен на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид измерителя (фото Л. С. Телюкова)

**Результаты экспериментального исследования и их анализ.** Для проведения первичного экспериментального исследования точности оценивания частоты на основе реализованного измерителя применён генератор сигналов *Hantek DSO4254C*. Частота дискретизации исследуемого гармонического сигнала была принята равной 100 кГц, количество отсчётов сигнала, применяемых для оценки  $N = 4\,000$ . Результаты сравнения точности, представленные модулями абсолютной погрешности измерения (усреднение по 25-ти значениям) частоты ( $\Delta f_s = |f_s - \hat{f}_s|$ ) гармонического сигнала, представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты первичного экспериментального исследования точности оценки частоты гармонического сигнала двумя методами

Отношение $f_a/f_s$	Оценивание на основе ДПФ	Спектрально-весовое оценивание
	$\Delta f_s$ , Гц	$\Delta f_s$ , Гц
100	1,167	0,004
25	4,667	0,008
4	4,750	0,082

Анализ данных табл. 2 подтверждает возможность улучшения точности оценки частоты гармонического сигнала за счёт применения спектрально-веса оценивания даже при перечисленных ранее относительно низких требованиях к элементной базе. Из табл. 2 видно, что точность оценки возрастает как минимум на порядок.

**Заключение.** Проведено вычислительное и экспериментальное исследование двух спектральных методов оценки параметров гармонического сигнала. Разработан, реализован и экспериментально опробован портативный измеритель, обеспечивающий реализацию данных методов оценивания. Показано и подтверждено повышение точности оценки параметров гармонического сигнала при использовании спектрально-веса оценивания, что согласуется с результатами предшествующих публикаций [1–3; 5–8]. Дальнейшее детальное экспериментальное изучение точности оценивания параметров сигнала требует организации комплекса мероприятий метрологического характера.

### Список литературы

1. Rife D. C., Vincent G. A. Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones // *The Bell system technical journal*. 1970. V. 49. № 2. P. 197–228.
2. Rife D. C., Boorstyn R. R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations // *IEEE Transactions on information theory*. 1974. V. IT-20. № 5. P. 591–598.
3. Narduzzi C., Offelli C. Real-time high accuracy measurement of multi frequency waveforms // *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*. 1987. V. IM-36. № 4. P. 964–970.
4. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. / А. С. Глинченко. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2005. – 482 с.
5. Глинченко А. С., Тронин О. А. Исследование спектрально-веса измерения частоты сигналов // *Цифровая обработка сигналов*. – 2010. – № 2. – С. 22–28.
6. Компьютерные спектральные измерения параметров сигналов / А. С. Глинченко, В. А. Комаров. Красноярск: СФУ, 2010. – 176 с.
7. Глинченко А. С., Тронин О. А. Измерение параметров сигналов в системах низкочастотной индуктивной электроразведки // *Датчики и системы*. – 2009. – № 9. – С. 14–18.
8. Кузьмин Е. В. Нейтрализация интенсивной гармонической помехи за счёт спектрально-веса оценивания её параметров // *Цифровая обработка сигналов*. – 2022. – № 2. – С. 21–28.
9. Кузьмин Е. В. Сравнительный анализ эффективности двух спектральных процедур предварительной обработки шумоподобного сигнала на фоне гармонической помехи и шума // *Доклады XXIV Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2022»*. М.: РНТОРЭС им. А. С. Попова, 2022. – С. 173–176.
10. Оконные функции для гармонического анализа сигналов / В. П. Дворкович, А. В. Дворкович; 2-е изд., перераб. и доп. М.: Техносфера, 2016. – 208 с.

# АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ БАС С ПОМОЩЬЮ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ

А. П. Малышев, А. А. Чугунгов, С. В. Оробченко, С. В. Черных, Н. И. Петухов

ФГБОУ ВО «Научно-исследовательский университет «Московский энергетический институт»  
Институт радиотехники и электроники имени В. А. Котельникова  
111250, Россия, г. Москва, муниципальный округ Лефортово  
ул. Красноказарменная, д. 14, стр. 1  
E-mail: MalyshevAP@mpei.ru

В соответствии со Стратегией развития беспилотной авиации одним из направлений исследований является создание альтернативных глобальным навигационным спутниковым системам средств координатного обеспечения для беспилотной авиации, в том числе в закрытых помещениях. В работе представлены результаты моделирования системы навигации, использующей сверхширокополосные системы, позволяющей обеспечивать погрешность определения пространственных координат объекта с сантиметровой точностью в рабочей зоне площадью до 2500 м<sup>2</sup>.

**Введение.** Задача оценки пространственных координат и времени беспилотных авиационных средств (БАС) различного класса сегодня является необходимой для их эксплуатации. В большинстве случаев достаточную точность и надёжность навигационно-временных определений (НВО) обеспечивают глобальные навигационные системы (ГНСС) [1–3], такие как ГЛОНАСС, *GPS*, *Galileo* и *Beidou*. Для задач оценки НВО в условиях отсутствия навигационного поля от ГНСС не существует стандартизированного решения, что делает актуальной задачу исследования вопросов создания альтернативных ГНСС систем получения НВО, что отражено в Стратегии развития беспилотной авиации Российской Федерации [4].

В качестве альтернативных ГНСС источников НВО в данной работе исследуется локальная навигационная система (ЛНС), использующая сверхширокополосные (СШП) сигналы. В отличие от оптических или ультразвуковых ЛНС, СШП ЛНС не подвержены влиянию погодных условий, а также, за счёт свойств излучаемых сигналов, меньше подвержены влиянию многолучевого распространения по сравнению с узкополосными сигналами.

Существующие ЛНС, использующие СШП сигналы, решают задачу мониторинга потребителя НС [5; 6], в которых потребитель не имеет информации о своём положении в пространстве, что не подходит при решении задач НВО для БАС.

**Цель работы.** Разработка структуры ЛНС, а также алгоритма оценки координат БАС в пространстве с учётом особенностей работы типовых приёмопередатчиков СШП ЛНС и анализ полученных характеристик путём имитационного моделирования.

Особенностью СШП ЛНС является одноканальный приёмопередатчик в отличие от приёмников сигналов ГНСС, то есть он способен излучать или принимать только один сигнал в данный момент времени. Другой особенностью является несинхронность шкал времени (ШВ) опорных радионавигационных точек (ОРНТ) и потребителя ЛНС, что необходимо учитывать при синтезе алгоритма.

**Постановка задачи.** ЛНС включает в себя  $M$  неподвижных опорных радионавигационных точек (ОРНТ) с известными координатами  $X_j = [x_j \ y_j \ z_j]^T$  ( $j = \overline{1, M}$ ), заданных в некоторой локальной декартовой системе координат  $OXYZ$ . Положение потребителя НС описывается его координатами  $X_{\text{птр}} = [x_{\text{птр}} \ y_{\text{птр}} \ z_{\text{птр}}]^T$ .

Модель изменения координат потребителя зададим в виде многомерного марковского процесса  $\lambda_i$ :

$$\lambda_i = F \cdot \lambda_{i-1} + G \cdot \xi_{i-1}, \quad (1)$$

где  $\lambda_i = [x_{\text{птр},i} \ Vx_{\text{птр},i} \ y_{\text{птр},i} \ Vy_{\text{птр},i} \ z_{\text{птр},i} \ Vz_{\text{птр},i}]^T$ ;  $F$  и  $G$  – известные матрицы [7];  $\xi_{i-1}$  – вектор дискретных белых гауссовских шумов (ДБГШ) с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями  $\sigma_{Vx}^2, \sigma_{Vy}^2, \sigma_{Vz}^2$ .

Примем допущение, что ШВ всех ОРНТ синхронизированы и работают в идеальной ШВ, что может быть выполнено в приближении при использовании высокостабильных опорных генераторов.

Каждая ОРНТ излучает свой сигнал в момент времени  $t_{\text{изл},i,A_j}$ . Закон последовательности излучения ОРНТ задан выражением:

$$\begin{aligned} t_{\text{прм},i,A_j} &= t_{\text{изл},i,A_{j-1}} + \Delta P, (j = \overline{2, M}) \\ t_{\text{прм},i,A_j} &= t_{\text{прм},i,A_j} + \Delta T, j = 1 \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\Delta P, \Delta T$  – известные константы.

Потребитель ЛНС в момент времени  $t_{\text{изл},i,A_j}$  принимает излучённый в момент времени  $t_{\text{прм},i,A_j}$  радиоимпульс от  $j$ -ой ОРНТ (3). Данному моменту времени соответствует значение времени в идеальной ШВ  $T_{\text{прм},i,A_j}^{\text{ид}}$ .

$$t_{\text{прм},i,A_j} = t_{\text{изл},i,A_j} + \tau_{\text{распр},i,A_j} = t_{\text{изл},i,A_j} + \frac{R_{i,A_j}}{c}, \quad (3)$$

где  $\tau_{\text{распр},i,A_j} = \frac{R_{i,A_j}}{c}$  – время распространения радиоимпульса от  $j$ -ой ОРНТ до потребителя;  $R_{i,A_j}$  – текущее значение геометрической дальности между  $j$ -ой ОРНТ и потребителем,  $R_{i,A_j}$  описывается выражением:

$$R_{i,A_j} = \|X_{\text{птр},i} - X_j\| = \sqrt{(x_{\text{птр},i} - x_j)^2 + (y_{\text{птр},i} - y_j)^2 + (z_{\text{птр},i} - z_j)^2}. \quad (4)$$

Измерение значение времени потребителем на момент приёма радиоимпульсов от  $j$ -ой ОРНТ происходит в результате обработки данных сигналов на фоне собственного шума приёмника потребителя. Обозначим данный момент времени как  $t_{\text{прм},j}$ , а соответствующее ему значение времени по идеальной ШВ как  $T_{\text{прм},i}^{\text{ид}}$ , имеющую модель:

$$T_{\text{прм},i,A_j}^{\text{ид}} = T_{\text{прм},i,A_j}^{\text{ид}} + n_{Ti}, j = \overline{1, M}, \quad (5)$$

где  $n_{Ti}$  – независимые по индексу  $i$  ДБГШ с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями  $\sigma_{nT}^2$ .

Потребитель работает в неидеальной собственной ШВ. Значение времени  $T_{\text{прм},j}^{\text{птр}}$  в ШВ потребителя для момента приема  $t_{\text{прм},i,A_j}$  зададим как:

$$T_{\text{прм},i,A_j}^{\text{птр}} = T_{\text{прм},i,A_j}^{\text{ид}} + \Delta_{\text{птр},i}, \quad (6)$$

где  $\Delta_{\text{прт}i}$  – мгновенная разность между идеальной ШВ и ШВ потребителя на момент времени  $t_{\text{пр}mj}$ .

Для описания неидеальной ШВ потребителя  $\Delta_{\text{прт}i}$  в дискретном времени примем модель:

$$\begin{pmatrix} \Delta_{\text{прт}i} \\ \dot{\Delta}_{\text{прт}i} \end{pmatrix} = \Delta_i = F\Delta_{i-1} + G\xi_{i-1}, \quad (7)$$

где  $\dot{\Delta}_{\text{прт}i}$  – производная мгновенной разности для момента времени  $t_{\text{пр}mi}$ ;  $G = \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta T_i \end{bmatrix}$ ;  $F = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T_i \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ;  $\Delta T_i$  – интервал времени между двумя соседними моментами приёма сигналов от ОРНТ в идеальной ШВ;  $\xi_{i-1}$  – ДБГШ, имеющий нормальный закон распределения с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_{\Delta_{\text{прт}}}^2$ .

Для оценки координат потребителя используется теория оптимальной фильтрации. Положим следующую модель наблюдений для  $i$ -го момента времени от  $j$ -го маяка:

$$y_{i, A_j}^T = \mathcal{T}_{\text{пр}mi, A_j}^{\text{птр}} = T_{\text{пр}di, A_j}^{\text{ид}} + \frac{R_{i, A_j}}{c} + \Delta_{\text{прт}i} + n_{Ti}. \quad (8)$$

Для дальнейшего удобства синтеза переведем наблюдения (8) из единиц времени в единицы дальности, умножив на скорость света  $c$ :

$$y_i^R = \mathcal{T}_{\text{пр}mi, A_j}^{\text{птр}} \cdot c = T_{\text{пр}di, A_j}^{\text{ид}} \cdot c + R_{i, A_j} + \Delta_{\text{прт}i} \cdot c + n_{Ri}, \quad (9)$$

где  $n_{Ri}$  – имеет нормальный закон распределения с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_{n_R}^2 = \sigma_{n_T}^2 \cdot c^2$ .

Поскольку в наблюдениях (9) содержится неизвестное значение  $\Delta_{\text{прт}j}$ , включим его в вектор состояния (ВС) в виде Марковского процесса первого порядка:

$$X_i = [\lambda_i \quad \Delta_{\text{прт}i} \quad \dot{\Delta}_{\text{прт}i}]^T, \quad (10)$$

где  $\dot{\Delta}_{\text{прт}i}$  – случайная величина с нормальным законом распределения с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_{\Delta_{\text{прт}}}^2$ .

Уравнения оптимальной фильтрации для вектора состояния (10) и наблюдений (9) имеют известный вид [7]. Отличительной особенностью предлагаемого алгоритма является обработка наблюдений (9) с темпом их получения у потребителя.

**Результаты имитационного моделирования.** Начальные условия моделирования следующие:  $M = 8$ ; ОРНТ расставлены параллелепипедом с шириной 50 м и высотой 20 м;  $\Delta P = 1$  мс;  $\Delta T = 0,1$  с;  $\sigma_{n_R} = 0,1$  м;  $\lambda_0 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1]^T$ ;  $\Delta_0 = [0 \quad 0]^T$ ;  $\sigma_x = 0,1 \frac{M}{c^2}$ ;  $\sigma_y = 0,1 \frac{M}{c^2}$ ;  $\sigma_z = 0,5 \frac{M}{c^2}$ ;  $\sigma_{\Delta_{\text{прт}}} = 10^{-6} \frac{1}{c}$ .

На рис. 1 представлена истинная траектория БАС в пространстве, оценка координат БАС, полученная с использованием фильтрационного алгоритма с ВС (10) и наблюдениями (9), а также расположение ОРНТ. На рис. 2 показана реализация ошибки оценки координат БАС в пространстве.

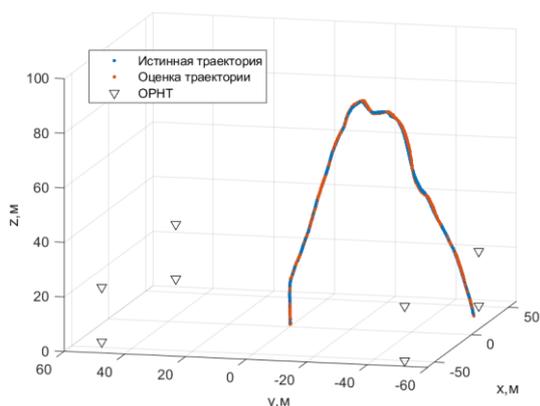


Рис. 1. Траектория БАС в рабочей зоне ЛНС

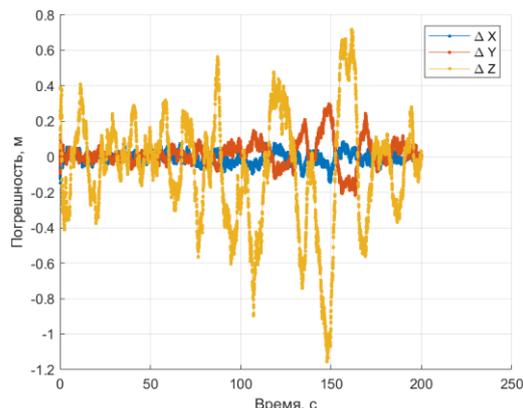


Рис. 2. Погрешность оценки траектории БАС в пространстве

Анализируя рис. 2, можно отметить, что модуль максимальной погрешности оценки БАС по высоте не превышает 1,2 м при истинной высоте БАС около 80 м, что является предельной дальностью действия ЛНС, полученной экспериментально [8]. При этом погрешность оценки планарных координат не превышает 0,5 м.

**Заключение.** В работе представлена структура ЛНС, а также алгоритм оценки координат БАС. Погрешность оценки координат не превышает 1,2 м при расстоянии до ОРНТ около 80 м. Дальнейшая работа будет посвящена экспериментальному исследованию разработанного алгоритма, а также оптимизации параметров структуры работы ЛНС, таких как число ОРНТ и интервалы между излучениями ОРНТ.

### Список литературы

1. Global Positioning System: Theory and Applications, D.C., Washington: AIAA, vol. I, 1996.
2. Understanding GPS: Principles and Applications, MA, Norwood: Artech House, 2006.
3. ГЛОНАСС. Модернизация и перспективы развития. Монография / Под ред. А. И. Перова. М.: Радиотехника, 2020. – 1072 с.: ил. ISBN 978-5-93108-198-4.
4. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 21.06.2023 г. № 1630-р.
5. Barua B., Kandil N. and Hakem N. “On performance study of TWR UWB ranging in underground mine”, 2018 Sixth International Conference on Digital Information, Networking, and Wireless Communications (DINWC), Beirut, Lebanon, 2018, pp. 28–31.
6. Petukhov N., Chugunov A., Zamolodchikov V., Tsaregorodtsev D. and Korogodin I. “Synthesis and Experimental Accuracy Assessment of Kalman Filter Algorithm for UWB ToA Local Positioning System”, 2021 3rd International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russia, 2021, pp. 1–4.
7. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
8. Chugunov A., Kulikov R., Malyshev A., Petukhov N., Brovko T. and Savin M., “Experimental Evaluation of Positioning Efficiency in TDoA Navigation System Based on UWB”, 2022 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2022, pp. 171–174. DOI: 10.1109/USBREIT56278.2022.9923331.

# СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ПОЛОСЫ ДВИЖЕНИЯ ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА НА ОСНОВЕ ЛОКАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ

С. В. Оробченко, А. Д. Евсеев, А. А. Чугунов, К. В. Кочка, А. П. Малышев

ФГБОУ ВО «Научно-исследовательский университет «Московский энергетический институт»  
Институт радиотехники и электроники имени В. А. Котельникова  
111250, Россия, г. Москва, муниципальный округ Лефортово  
ул. Красноказарменная, д. 14, стр. 1  
E-mail: orobchenkosv@mpei.ru

Данная работа посвящена созданию алгоритма оценки полосы движения транспортного средства, движущегося по платному участку дороги с пропускными пунктами типа *Free flow*. Пропускные пункты представляют собой локальную систему позиционирования, использующую сверхширокополосные сигналы и состоящую из двух опорных радионавигационных точек. С целью снижения энергопотребления транспондера была выбрана беззапросная разностно-дальномерная система позиционирования с активным радиомодулем – транспондером.

**Введение.** На сегодняшний день в Российской Федерации активно вводится в эксплуатацию большое количество дорог или отдельные их участки, которые являются платными для проезда транспортных средств (ТС). Такое решение имеет ряд преимуществ по сравнению с бесплатными дорогами: более низкая плотность транспортного потока, высокая интенсивность движения, помощь в случае необходимости и получение дополнительного сервиса. С целью оперативной оплаты за проезд по платному участку дороги разработана система автоматического сбора пошлины (АСП). АСП представляет собой пропускные пункты, устанавливаемые у въезда на дорогу и у выезда с неё. ТС, проезжающее через пропускной пункт, должно быть оборудовано специальным устройством, называемым транспондер.

В настоящее время существуют три основные технологии взимания пошлины в режиме свободного потока: на базе аппаратуры потребителей (АП) глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), когда данные об использовании платных дорог формируются на основе измерений АП, а также на основе транспондеров с использованием сигналов *DSRC (dedicated short-range communications)* [1] или сигналов *RFID (Radio Frequency IDentification)* [2]. Стоит отметить, что транспондеры, используемые в системах *DSRC* и *RFID* не изготавливаются в Российской Федерации.

В стандартном режиме АП ГНСС не обеспечивает требуемой точности определения координат ТС. Дифференциальный режим АП ГНСС может обеспечить требуемую погрешность оценки координат, однако требует использования в ТС дополнительного оборудования и специальной, более дорогой АП. Кроме того, в настоящее время в ряде крупных городов России использование сигналов ГНСС затруднено из-за наличия радиопомех.

Отсюда следует необходимость в использовании для АСП альтернативной системы, имеющей следующие свойства: относительно низкую стоимость разработки и эксплуатации; всепогодность использования; независимость от скорости ТС.

В докладе представлен анализ варианта использования для АСП локальной позиционной системы (ЛПС) [3–5] на базе нескольких опорных радионавигационных точек (ОРНТ).

В настоящее время набирают популярность ЛПС, использующие сверхширокополосные сигналы (СШП) стандарта 802.15.4 [6–7]. Навигационные системы на базе технологии СШП обеспечивают погрешность определения координат

объектов внутри рабочей зоны от нескольких сантиметров до метра в зависимости от конфигурации ОРНТ [8–9].

С целью снижения энергопотребления транспондера была выбрана беззапросная разностно-дальномерная ЛПС с активным радиомодулем – транспондером. В качестве первичных радионавигационных параметров выступают разности задержек времени приёма радиосигналов между транспондером и двумя разными ОРНТ, синхронизированными во времени, а навигационным параметром является разность дальностей от транспондера до двух ОРНТ. В данной работе будет рассматриваться система *Free flow* (фиксация без остановки); пропускной пункт представляет собой две ОРНТ, расположенные по обеим сторонам дороги (рис. 1). В такой системе из 2-х ОРНТ не требуется определять плановые координаты ТС, однако возможно определение полосы движения ТС.

**Постановка задачи.** Рассмотрим конфигурацию ЛПС (рис. 2), включающую в себя две ОРНТ с известными пространственными координатами  $\mathbf{x}_i^{\text{ОРНТ}} = (x_i^{\text{ОРНТ}} \quad y_i^{\text{ОРНТ}} \quad z_i^{\text{ОРНТ}})$ ,  $i = 1, 2$  в локальной топоцентрической системе координат с единой шкалой времени системы (ШВС), которую обозначим  $t^{\text{пп}}$ . Описание всех временных процессов будем проводить в ШВС. Примем, что в рабочей зоне, предлагаемой ЛПС на заданном интервале наблюдения  $t^{\text{пп}} \in (t_0^{\text{пп}}, t_i^{\text{пп}})$  движется ТС с постоянной скоростью, не меняя полосу движения. Транспондер закреплён на ТС на известной высоте. Положим, что в моменты времени  $t_k^{\text{пп}}$  транспондер излучает радиосигналы, данные моменты времени обозначим как  $t_{\text{изл},k}^{\text{пп}}$ . Для моментов времени  $t_{\text{изл},k}^{\text{пп}}$  в ШВС зададим значения времени, которые обозначим как  $T_{\text{изл},k}^{\text{пп}}$ , данное значение времени заранее не известно. Положим, что радиосигналы с транспондера излучаются с постоянным известным периодом, значение которого в ШВС обозначим как  $T = T_{\text{изл},k}^{\text{пп}} - T_{\text{изл},k-1}^{\text{пп}}$ .

Модель движения транспортного средства в ШВС записывается в виде:

$$\begin{cases} x_k = x_0 + V_x \cdot T_{\text{изл},k}^{\text{пп}} \\ y_k = y \\ z_k = z \end{cases}, \quad (1)$$

где  $V_x$  – проекция вектора скорости ТС на ось абсцисс в заданной системе координат,  $x_0$  – начальное значение координаты  $x$  в момент времени  $t_0^{\text{пп}}$ ,  $y, z$  – координаты ТС, которые остаются постоянными в ЛПС.

В момент времени  $t_{\text{изл},k}^{\text{пп}}$  импульс достигнет  $i$ -ой ОРНТ в момент времени  $t'_{i,k}{}^{\text{пп}}$ . Значение времени приёма  $T'_{i,k}{}^{\text{пп}}$  в ШВС записывается следующим соотношением:

$$T'_{i,k}{}^{\text{пп}} = T_{\text{изл},k}^{\text{пп}} + \tau_{\text{распр};i,k} = T_{\text{изл},k}^{\text{пп}} + R_{i,k}/c, \quad (2)$$

где  $c$  – скорость света;  $\tau_{\text{распр};i,k} = R_{i,k}/c$  – время распространения радиосигнала, излученного транспондером в момент времени  $t_{\text{изл},k}^{\text{пр}}$ , до  $i$ -ой ОРНТ.

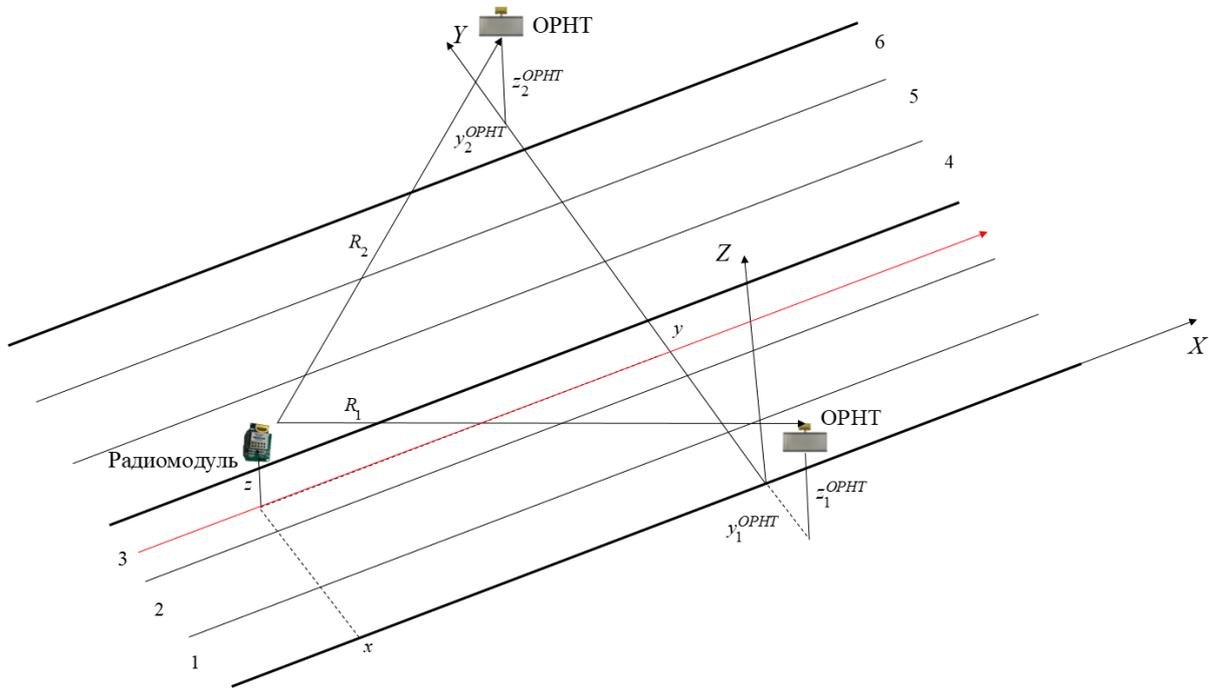


Рис. 1. Схема положения элементов предлагаемой ЛПС

В приёмниках, входящих в состав ОРНТ, момент фиксации приёма радиосигнала, излучённого транспондером в момент времени  $t_{\text{изл},k}^{\text{пр}}$  формируется в результате обработки принятого радиосигнала в приёмнике на фоне шумов приёмника и, как следствие, момент фиксации радиосигнала отличается от фактического момента прихода радиосигнала  $t'_{i,k}$ . Обозначим этот момент приёма как  $\tilde{t}'_{i,k}$ , а соответствующее ему значение времени в ШВС – как  $\tilde{T}'_{i,k}$ . Примем следующую модель для данного значения времени:

$$\tilde{T}'_{i,k} = T'_{i,k} + n_k = T_{\text{изл},k}^{\text{пр}} + R_{i,k}/c + n_k \quad (3)$$

где  $n_k$  – независимый (по индексу  $i$ ) аддитивный белый гауссовский шум с нулевыми математическими ожиданиями и заданной дисперсией  $\sigma_n^2$ .

В теории оптимальной фильтрации их принято называть «наблюдениями» и обозначать буквой « $Y$ ». Поэтому запишем (3) в виде:

$$Y_{i,k} = \tilde{T}'_{i,k} = T'_{i,k} + n_k = T_{\text{изл},k}^{\text{пр}} + R_{i,k}/c + n_k \quad (4)$$

При использовании разностно-дальномерной архитектуры неизвестное слагаемое  $T_{изл,k}^{пр}$  возможно исключить за счёт формирования косвенных наблюдений – разности дальностей. Примем, что разность дальностей формируется в момент времени  $\tilde{t}'_{i,k}{}^{пр}$ .

Таким образом, по выборке наблюдений (4) на заданном временном интервале наблюдения  $t^{пр}$  **требуется** оценить полосу движения ТС.

**Алгоритм оценки полосы ТС для ЛПС.** Было рассмотрено два способа определения полосы движения ТС – с учётом и без учёта высоты ОРНТ и транспондера.

Запишем общее выражение косвенных наблюдений – разности дальностей  $\Delta R$  для трехмерного случая:

$$\Delta R = \sqrt{(x - x_1^{ОРНТ})^2 + (y - y_1^{ОРНТ})^2 + (z - z_1^{ОРНТ})^2} - \sqrt{(x - x_2^{ОРНТ})^2 + (y - y_2^{ОРНТ})^2 + (z - z_2^{ОРНТ})^2}. \quad (5)$$

С учетом заданной модели динамики ТС (1) выражение (5) является нелинейной функцией информативного параметра  $y$  с выраженным экстремумом в момент времени проезда ТС вертикальной плоскости, образуемой двумя ОРНТ. Следовательно,  $x_1 = x_2 = x$ . Для рассматриваемого случая выражение (5) преобразуется в следующий вид:

$$\Delta R = (y_1^{ОРНТ} - y) - (y - y_2^{ОРНТ}). \quad (6)$$

Преобразуя выражение (6) относительно  $y$  получим:

$$y = \frac{1}{2}(\Delta R + (y_2^{ОРНТ} - y_1^{ОРНТ})). \quad (7)$$

Выражение (7) определяет номер полосы движения ТС для алгоритма, не учитывающего высоту закреплённого транспондера.

Во втором варианте задача решается с учётом высот транспондера и ОРНТ. Тогда выражение (5) преобразуется в следующий вид:

$$\Delta R = \sqrt{(y - y_1^{ОРНТ})^2 + (z - z_1^{ОРНТ})^2} - \sqrt{(y - y_2^{ОРНТ})^2 + (z - z_2^{ОРНТ})^2}. \quad (8)$$

Разность дальностей в выражении (8) нелинейно зависит от оцениваемого параметра  $y$ , поэтому получить выражение для координаты  $y$  относительно разности дальностей в явном виде невозможно. Для решения такой задачи применяется метод максимального правдоподобия [10]:

$$p(\Delta R | y) \rightarrow \max. \quad (9)$$

Для нахождения оценки максимального правдоподобия  $y$  необходимо решить уравнение следующего вида:

$$\left. \frac{d \ln(p(\Delta R | y))}{dy} \right|_{y = \hat{y}} = 0 \quad (10)$$

Уравнение (10) можно решить с помощью итерационного метода Ньютона.

**Имитационное моделирование алгоритма.** В ходе имитационного моделирования была рассмотрена трасса, состоящая из 10 полос движения; ширина каждой полосы составляет 3,5 метра. Размер выборки составляет 500 реализаций, среднеквадратичное отклонение (СКО) шума наблюдений  $\sigma_n$  составляет 1 нс.

Анализ результатов моделирования показал, что алгоритм, который не учитывает высоту, позволяет корректно определять полосу движения ТС, однако возникают ошибки в оценке данного дискретного параметра в крайних полосах движения, следовательно, алгоритм не чувствителен к движению по полосам, ближайшим к ОРНТ. Алгоритм, основанный на оценке максимального правдоподобия и учёте высоты транспондера, обеспечивает достоверную оценку полосы движения ТС во всех реализациях.

Для повышения вероятности разрешения полосы нахождения ТС предлагается первоначально применить нелинейную аппроксимацию измерений разностей дальностей. Для этого перезапишем модель косвенных наблюдений разности дальностей (5) с учётом (1) и поставим задачу оценки вектора  $\mathbf{X} = [x_0 \ V_x \ y]^T$ .

$$\Delta R(T_{\text{изл},k}^{\text{нп}}) = \sqrt{\left( (x_0 + V_x \cdot T_{\text{изл},k}^{\text{нп}}) - x_1^{\text{ОРНТ}} \right)^2 + (y - y_1^{\text{ОРНТ}})^2 + (z - z_1^{\text{ОРНТ}})^2} - \sqrt{\left( (x_0 + V_x t_k) - x_2^{\text{ОРНТ}} \right)^2 + (y - y_2^{\text{ОРНТ}})^2 + (z - z_2^{\text{ОРНТ}})^2} \quad (11)$$

Оценка вектора состояния  $\hat{\mathbf{X}}$  производится с помощью метода максимального правдоподобия. Для этого необходимо составить функцию потерь  $\delta$  и минимизировать её:

$$\delta(\hat{\mathbf{X}}_k) = \sum_{k=0}^N \left( \begin{array}{l} \sqrt{\left( (\hat{x}_0 + \hat{V}_x \cdot T_{\text{изл},k}^{\text{нп}}) - x_1^{\text{ОРНТ}} \right)^2 + (\hat{y} - y_1^{\text{ОРНТ}})^2 + (z - z_1^{\text{ОРНТ}})^2} - \\ - \sqrt{\left( (\hat{x}_0 + \hat{V}_x T_{\text{изл},k}^{\text{нп}}) - x_2^{\text{ОРНТ}} \right)^2 + (\hat{y} - y_2^{\text{ОРНТ}})^2 + (z - z_2^{\text{ОРНТ}})^2} - \Delta R(T_{\text{изл},k}^{\text{нп}}) \end{array} \right)^2 \rightarrow \min, \quad (12)$$

где  $N$  – количество измерений на интервале наблюдения  $t^{\text{нп}}$ .

Для определения экстремума функции потерь необходимо получить производную по всему вектору состояния  $\mathbf{X}$  и приравнять результат к нулю. Оценка вектора состояния будет находиться итеративным методом.

Результаты имитационного моделирования при сглаженных измерениях разности дальности движения ТС по 10-й полосе представлены на рис. 2. Из анализа рис. 2 видно, что дисперсия оценки координаты  $\hat{y}$  значительно уменьшилась за счёт

нелинейной аппроксимации косвенных измерений  $\Delta R(T_{\text{изл},k}^{\text{пр}})$ , что позволяет оценивать номер полосы с меньшей ошибкой.

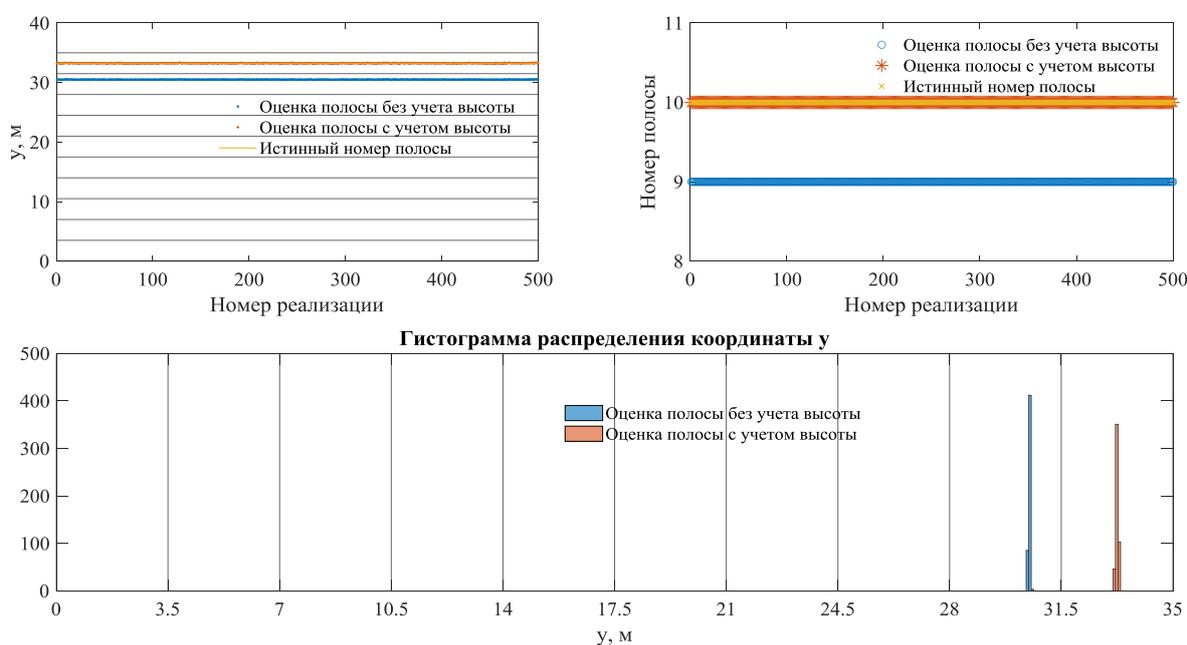


Рис. 2. Результаты имитационного моделирования при сглаженных измерениях разности дальности движения ТС по 10-й полосе

В данной работе были получены следующие **результаты**.

Для АПС типа *Free flow* предложена структура ЛПС из двух ОРНТ на базе СШП сигналов.

Для предлагаемой ЛПС разработан и апробирован в имитационном моделировании алгоритм оценки полосы движения ТС, а также предложен алгоритм нелинейной аппроксимации разности дальностей с целью уменьшения погрешности оценки полосы движения ТС.

### Список литературы

1. Zeng X., Tao C. and Chen Z. "The application of DSRC technology in Intelligent Transportation System", IET International Communication Conference on Wireless Mobile and Computing (CCWMC 2009), Shanghai, China, 2009, pp. 265–268.
2. Jie W., Minghua Z., Bo X. and Wei H. "RFID Based Motion Direction Estimation in Gate Systems", 2018 IEEE 22nd International Conference on Computer Supported Cooperative Work in Design ((CSCWD)), Nanjing, China, 2018, pp. 588–593, DOI: 10.1109/CSCWD.2018.8465374.
3. Kulikov R., Chugunov A., Pudlovskiy V. and Tsaregorodtsev D. "Weighted Pseudo-Range Method of Positioning in Local Ultra-Wide Band Navigation Systems", 2019 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russia, 2019, pp. 387–390, DOI: 10.1109/USBREIT.2019.8736586.
4. Chugunov A., Petukhov N. and Kulikov R. "ToA Positioning Algorithm for TDoA System Architecture", 2020 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), Sochi, Russia, 2020, pp. 871–876, DOI: 10.1109/RusAutoCon49822.2020.9208169.

5. Chai W., Chen C., Edwan E., Zhang J. and Loffeld O. “INS/Wi-Fi based indoor navigation using adaptive Kalman filtering and vehicle constraints” 2012 9th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, Dresden, Germany, 2012, pp. 36–41, DOI: 10.1109/WPNC.2012.6268735.
6. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.4: LowRate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) // IEEE Std 802154- 2011 Revis. IEEE Std 802154-2006. 2011. P. 1–314.
7. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks // IEEE Std 802154-2020 Revis. IEEE Std 802154-2015. 2020. P. 1–800.
8. Chugunov A., Kulikov R., Malyshev A., Petukhov N., Brovko T. and Savin M. “Experimental Evaluation of Positioning Efficiency in TDoA Navigation System Based on UWB”, 2022 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2022, pp. 171–174, DOI: 10.1109/USBREIT56278.2022.9923331.
9. Korogodin I. V., Malyshev A. P., Chugunov A. A., Brovko T. A., Siziakova A. Y. and Vakhitov R. R. “Comparison of local ultra-wideband radio navigation systems architectures”, 2022 4th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russian Federation, 2022, pp. 1–6, DOI: 10.1109/REEPE53907.2022.9731398.
10. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем. Учеб. пособие М.: Радиотехника, 2022. – 400 с.

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА КООРДИНАТНО-ВРЕМЕННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ

Т. А. Бровко, А. П. Малышев, В. Б. Пудловский, П. А. Баранова

*ФГБОУ ВО «Научно-исследовательский университет «Московский энергетический институт»  
Институт радиотехники и электроники имени В. А. Котельникова  
111250, Россия, г. Москва, муниципальный округ Лефортово  
ул. Красноказарменная, д. 14, стр. 1  
E-mail: BrovkoTA@mpei.ru*

В докладе представлена идея построения модели системы ГЛОНАСС, предназначенной для оценки погрешности навигационных определений, учитывающей пространственно-временную корреляцию систематических составляющих измерения псевдодалности. Приведены результаты апробации предлагаемой имитационной модели путём сопоставления погрешностей координат, полученных по реальным измерениям и с использованием имитационной модели.

**Введение.** Математическое моделирование системы ГЛОНАСС на текущий момент необходимо для решения разнообразных задач, прежде всего, для выбора путей развития системы ГЛОНАСС на перспективу [1–3]. Однако, основной акцент в известных работах делают на построение орбитальной группировки для увеличения доступности и снижения среднего значения геометрического фактора. В этих работах не уделяется должного внимания другим составляющим, определяющим качество функционирования системы по целевому назначению, прежде всего, погрешности координатно-временных навигационных определений (КВНО). По этой причине представляется актуальным создание полноценной и адекватной модели системы ГЛОНАСС.

Выбор метода моделирования системы ГЛОНАСС зависит от поставленных задач и необходимой степени детализации, от базовых алгоритмов на основе интегральных параметров сигналов или электродинамических моделей с учётом реальных свойств сред в СВЧ-диапазоне длин волн. При этом вычислительные ресурсы, необходимые, например, для проведения моделирования навигационной аппаратуры потребителя (НАП) в пределах такта модельного времени могут отличаться на несколько порядков.

Сложность процессов в различных подсистемах глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) ГЛОНАСС, зависимость измерений от большого числа факторов не позволяет провести необходимые исследования точностных характеристик системы на основе тех или иных аналитических соотношений.

Поэтому для предлагаемой модели ГНСС был выбран имитационный способ построения. Основным преимуществом имитационного моделирования является возможность воспроизведения всех результирующих погрешностей и факторов, влияющих на конечный результат при моделировании навигационного сеанса, без использования трудновоспроизводимых аналитических выражений для оценки результатов и погрешностей навигационных определений.

**Цель работы.** Разработка и апробация имитационной модели ГНСС ГЛОНАСС, предназначенной для воспроизведения текущих значений погрешности КВНО.

В докладе представлены:

- способ апробации разработанной имитационной модели системы ГЛОНАСС, где в качестве критерия корректности модели выбрана степень соответствия текущих значений погрешностей координат, рассчитанных моделью и по реальным измерениям при выполнении ряда условий: синхронизация интервала проведения расчётов, совпадение наблюдаемых НКА и параметров их сигналов (радиовидимости) и других.

- вариант оценки погрешности КВНО с использованием имитационной модели, учитывающей отдельные составляющие бюджета погрешности измерения псевдодальности (ПД).

Основой имитационной модели любой ГНСС является корректная модель формирования навигационных параметров (ПД, псевдоскорости, псевдофазы), а также модели алгоритма получения КВНО по измеренным параметрам принятых сигналов ГНСС в НАП [4].

При моделировании навигационных параметров возникает вопрос моделирования гетерогенных элементов, имеющих собственный ход времени, т.е. собственную шкалу времени (ШВ). Данный вопрос является особенно острым в связи с тем, что выражение одной ШВ через другую является нелинейным преобразованием. Например, при попытке моделирования элементов ГНСС в ШВ НАП приходится задавать параметры нестабильности ШВ этих элементов, например, бортового синхронизирующего устройства (БСУ) навигационного спутника в ШВ этой НАП. Однако, при необходимости одновременного моделирования параметров нескольких БСУ, возникают сложности, а в некоторых ситуациях и невозможность адекватного преобразования индивидуальных параметров сигналов от каждого спутника в ШВ НАП.

Структура элементов разработанной имитационной модели для воспроизведения погрешностей ПД, представлена на рис. 1.

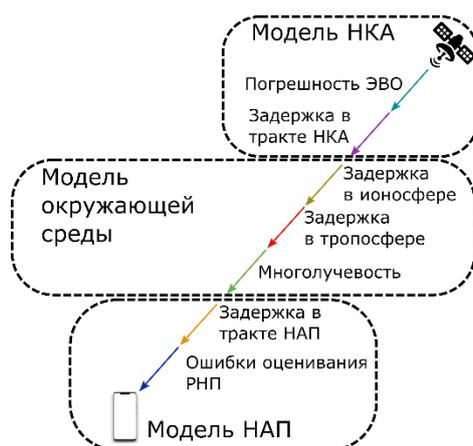


Рис. 1. Структура бюджета погрешности ПД в имитационной модели

При формировании основных составляющих бюджета погрешностей навигационных определений целесообразно включить в модель следующие основные элементы:

а) модель навигационного космического аппарата (НКА), включая модель параметров излучаемых сигналов ГНСС и составляющие погрешности измерения ПД за счёт НКА;

б) модель НАП, включая алгоритмы оценки радионавигационных параметров (РНП) и решения навигационной задачи;

в) модель окружающей среды, учитывающей рефракцию в атмосфере и многолучевое распространение сигналов.

Для проверки корректности работы имитационной модели было проведено тестирование путём сравнения с погрешностями оценки координат, полученными по реальным данным с помощью пакета *RTKLib* [5]. С этой целью на 12-ти часовом

интервале за 09 апреля 2024 года для пункта *IGS SVTL00RUS* [6] был смоделирован сценарий со следующими условиями:

- 24 НКА, располагающиеся в соответствии с альманахом системы ГЛОНАСС;
- НАП, работающая по сигналам стандартной точности в частотном диапазоне *L1*;
- отсутствует погрешность измерения псевдодальности за счёт многолучевого распространения радионавигационных сигналов;
- результаты воспроизведения тропосферной и ионосферной рефракции по известным алгоритмам;
- алгоритм оценки результатов навигационных определений по МНК [4];
- оценка погрешности НВО проводилась относительно известных координат пункта.

Результаты обработки представлены на рис. 2–4.

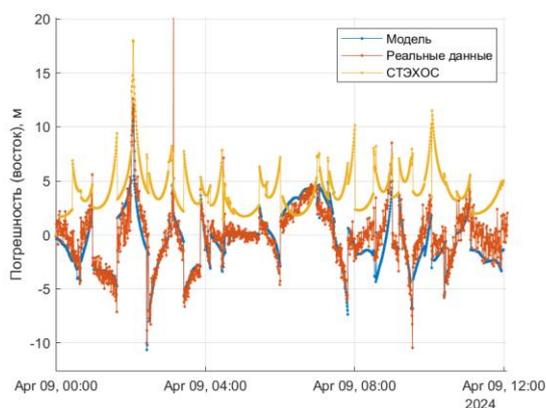


Рис. 2. Текущая реализация значений погрешностей восточной компоненты

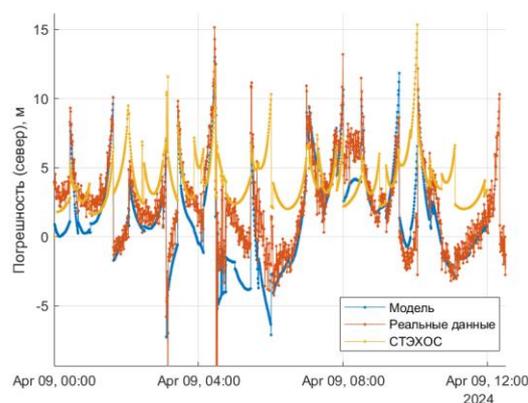


Рис. 3. Текущая реализация значений погрешностей северной компоненты

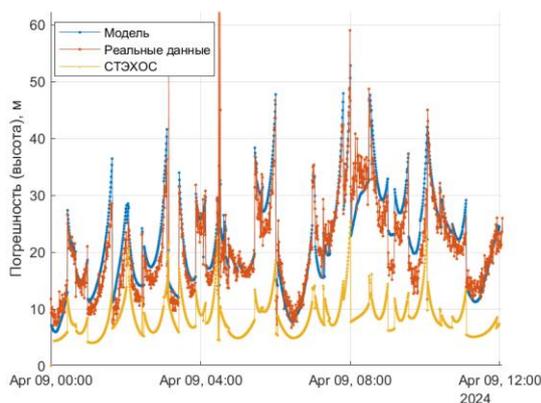


Рис. 4. Текущая реализация значений погрешностей высоты

На этих рисунках показаны реализации погрешностей, полученные по реальным измерениям в формате *RINEX* с НАП, а также с помощью имитационной модели. В качестве альтернативного варианта оценки погрешностей КВНО использованы оценки погрешностей по методике расчёта эксплуатационных характеристик ГНСС ГЛОНАСС (СТЭХОС) [7].

Для сравнения степени совпадения полученных реализаций погрешностей оценки координат по реальным измерениям и с помощью имитационной модели системы ГЛОНАСС использовался выборочный коэффициент корреляции [8]. Значения данного коэффициента относительно реальных данных для моделируемых погрешностей координат в топоцентрической системе координат (восток, север, высота) составили:

0,85; 0,78; 0,88. Значения коэффициентов корреляции для данных, полученных по методике СТЭХОС относительно реальных измерений, составили соответственно: 0,17; 0,1; 0,62.

**Заключение.** Показана возможность использования имитационной модели системы ГЛОНАСС для воспроизведения текущих значений погрешностей оценки координат.

Способ апробации модели показал хорошую сходимость с погрешностями КВНО, полученными по реальным измерениям. Воспроизведение текущих значений погрешностей моделью более достоверно, чем расчёт статистических характеристик погрешностей ПД и КВНО по методикам из СТЭХОС.

### Список литературы

1. Ступак Г. Г., Ревнивых С. Г., Игнатович Е. И., Куршин В. В., Бетанов В. В., Панов С. С., Бондарев Н. З., Чеботарев В. Е., Балашова Н. Н., Сердюков А. И., Синцова Л. Н. Исследование вариантов совершенствования структуры орбитальной группировки ГНСС ГЛОНАСС до 2020 года и далее с учетом доведения ее состава к 2020 году до 30 КА // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. акад. М. Ф. Решетнёва. – 2013. – № 6 (52). – С. 23–31.

2. Мещеряков В. М., Брагинец В. Ф., Сухой Ю. Г. Архитектура орбитальной группировки ГЛОНАСС, обеспечивающая глобальное выполнение перспективных требований по среднему значению пространственного геометрического фактора // Engineering Journal: Science & Innovation; 2018, Issue 10, pp. 1–13.

3. Карутин С. Н., Панов С. А., Болкунов А. И., Можаров И. В., Каплев С. А., Игнатович Е. И., Яремчук В. И. Стратегия развития системы ГЛОНАСС // Полет. Общероссийский научно-технический журнал. – 2019. – № 10. – С. 7–20.

4. ГЛОНАСС. Модернизация и перспективы развития. Монография / Под ред. А. И. Перова. – М.: Радиотехника, 2020. – 1072 с.: ил. ISBN 978-5-93108-198-4.

5. RTKLIB: An Open Source Program Package for GNSS Positioning. URL: <https://rtklib.com/> (дата обращения: 25.04.2024).

6. International GNSS Service (IGS). Официальная страница. URL: <https://network.igs.org/> (дата обращения: 25.04.2024).

7. Стандарт эксплуатационных характеристик открытого сервиса (СТЭХОС) Редакция 2.2 (6.2019). Королёв. – 2019.

8. ГОСТ Р ИСО 3534-1-2019 Статистические методы. Словарь и условные обозначения. Часть 1. Общие статистические термины и термины, используемые в теории вероятностей.

# РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Д. Р. Соловьев, А. С. Пустошилов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: danilasolowjew@gmail.com

Описывается лабораторная установка для исследования радионавигационных систем, цель которой – изучить принцип определения положения приёмника между базовыми станциями. Подход включает использование звуковых сигналов для измерения временных задержек между передачей и приёмом, что позволяет вычислить координаты приёмника. Значимость этой работы заключается в её потенциале облегчить изучение принципов радионавигации студентами младших курсов и школьникам за счёт визуального представления обрабатываемых системой данных. Также она даёт возможность проводить эксперименты с различными псевдослучайными последовательностями для оценки их влияния на точность и скорость измерений.

Сигналы от базовой станции непрерывно поступают в приёмник, программное обеспечение которого анализирует время задержки для различных базовых станций. На основе анализа ответной информации определяются координаты объекта, на котором установлено приёмное оборудование [1]. Пример работы системы приведен на рис. 1.

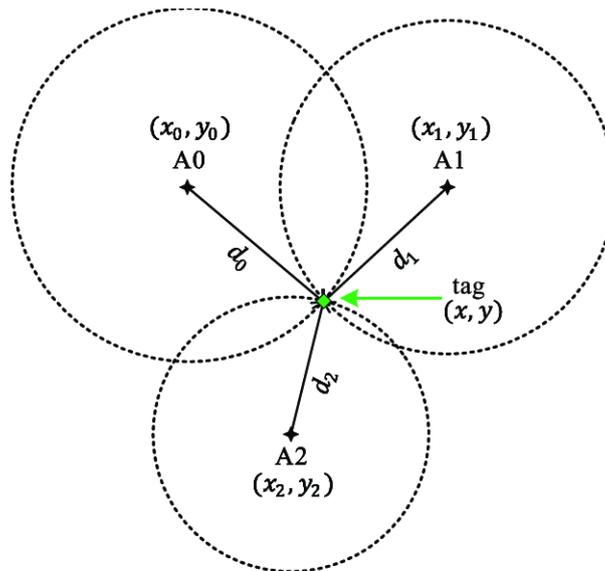


Рис. 1. Пример работы навигационной системы

Для определения расстояния в навигационных системах применяют дальномерные коды (псевдослучайные последовательности) [2].

В случае учебного макета в качестве терминала выступает микрофон, а динамики играют роль базовых станций, относительно которых определяется координата микрофона. Системой управляет микроконтроллер *STM32*. Блок-схема работы лабораторного стенда представлена на рис. 2.

При выборе оптимальной длины последовательности следует учитывать разрешение системы и вычислительные ресурсы. На основе результатов моделирования код Баркера оказался наилучшим выбором (рис. 3). Коды Баркера требуют меньше ресурсов и памяти для обработки, чем другие типы псевдослучайных последовательностей благодаря их небольшому размеру. Они обладают отличной автокорреляцией, что позволяет точно определить задержку сигнала [3].

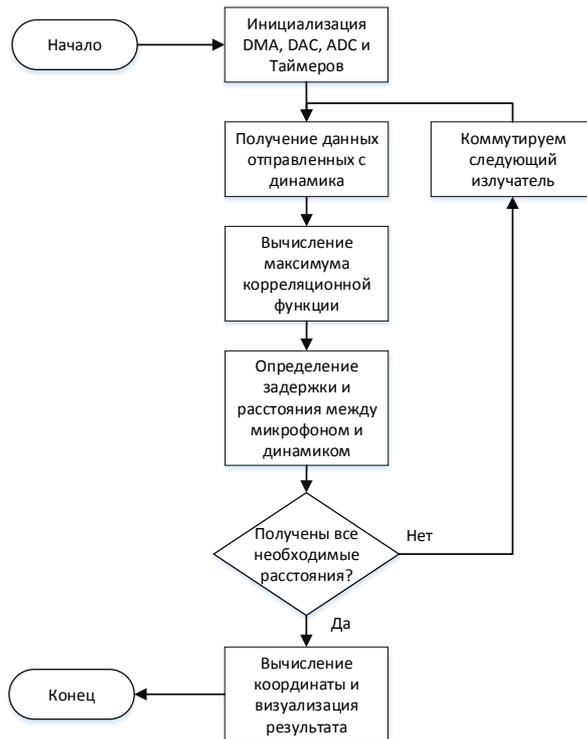


Рис. 2. Блок-схема работы лабораторного стенда

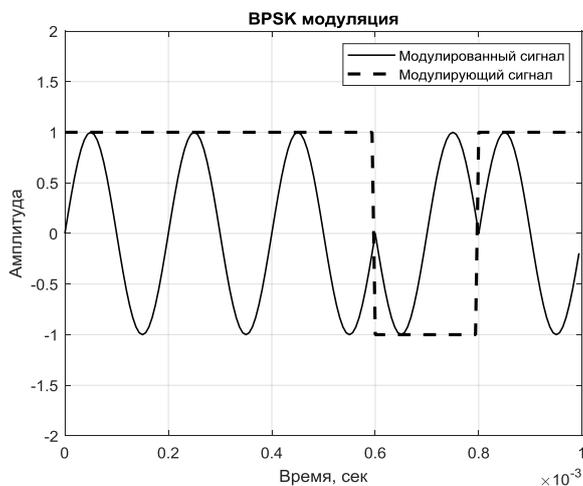


Рис. 3. Временная диаграмма сигнала, модулированного кодовой последовательностью Баркера

После приёма сигнала временная задержка вычисляется с использованием корреляционной функции между принятым и переданным сигналами:

$$C_{xy}(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n y_{n-m} \quad (1)$$

где  $x_n$  – элемент первого массива,  $y_{n-m}$  – элемент второго массива, смещенного на  $m$ .

Для этой задачи написана соответствующая функция на языках программирования *C* и *MATLAB*. Она определяет задержку на основе максимального

значения корреляции, которое используется для расчёта расстояния (рис. 4). Смещение в точке максимальной корреляции указывает на временную задержку распространения сигнала, которую можно преобразовать в секунды и умножить на скорость звука.

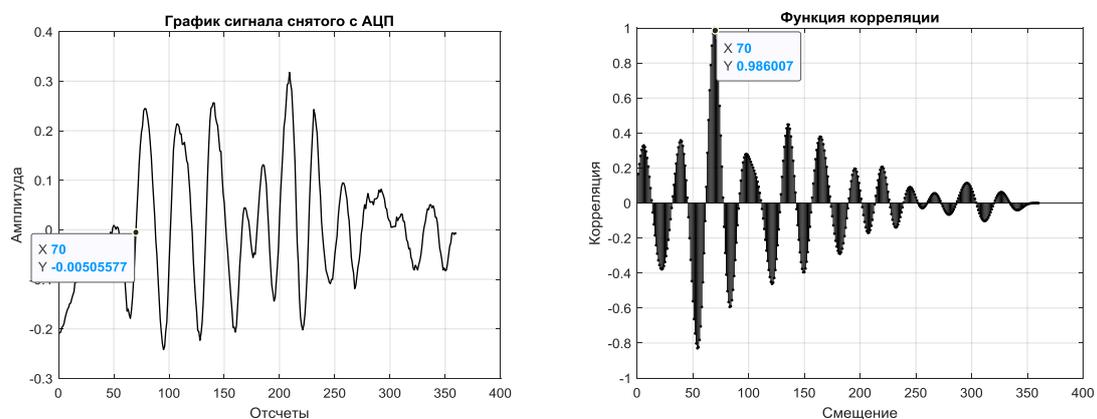


Рис. 4. Пример определения расстояния с помощью микроконтроллера

Для определения местоположения используются несколько передатчиков, обычно два или три (для однозначного определения местоположения в макете было использовано три передатчика), расположенных на известном расстоянии друг от друга. Когда эти источники излучают звуковые сигналы, они распространяются во всех направлениях и достигают приёмника в разное время. Приёмник записывает время прибытия сигнала и, используя трилатерацию, определяет координаты приёмника. Для этого строятся окружности с каждым источником в качестве центра и радиусом, равным времени задержки сигнала между источником и приёмником. Точка пересечения этих окружностей соответствует местоположению звукового приёмника.

Фотография реализованного макета приведена на рис. 5.

Была разработана программа на языке *Python* для вычисления координат приёмника. Микроконтроллер обрабатывает данные и передаёт измеренное расстояние по *UART* на компьютер, где написанное ПО и определяет местоположение.

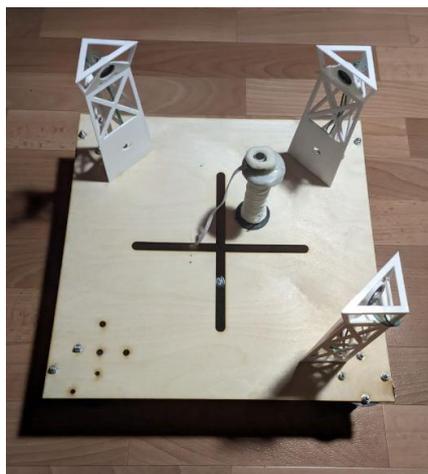


Рис. 5. Реализация лабораторного макета

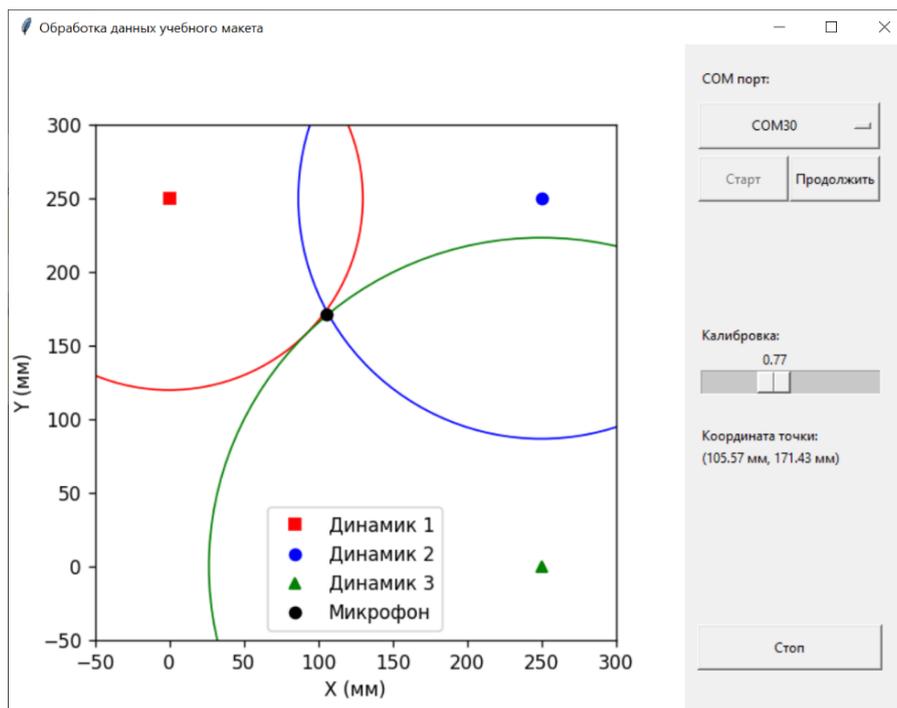


Рис. 6. Окно программы определения координаты

Окно программы (рис. 6) визуализирует следующие данные: известные координаты источников сигнала, окружности с радиусом, равным измеренным расстояниям с помощью установки, точка пересечения окружностей и её координаты, соответствующие искомому местоположению приёмника сигнала.

График обновляется в реальном времени, а скорость вычислений и точность результата зависят от выбора псевдослучайной последовательности.

Лабораторный макет может быть использован в качестве образовательного инструмента студентами младших курсов и школьниками для изучения принципов навигационных систем и возможностей микроконтроллеров.

### Список литературы

1. Прикладной потребительский центр ГЛОНАСС – URL: <https://www.glonass-iac.ru/guide/glonass.php>.
2. СПУТНИКОВАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА ГЛОНАСС – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sputnikovaya-radionavigatsionnaya-sistema-glonass-1>.
3. Дубинин А. Е. Анализ фазовой модуляции при передаче сигналов Баркера. Самара: СамГУПС, 2011.

# СРАВНЕНИЕ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С УСИЛИТЕЛЯМИ КЛАССА АВ, РАБОТАЮЩИМИ В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ

А. М. Фоминых, П. В. Луферчик, А. А. Комаров, А. В. Архипов

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: filiphin@icloud.com

В данной статье производится сравнение различных видов модуляции для усилителей мощности, работающих в режиме насыщения, в целях повышения энергоэффективности спутниковых станций. Исследование включает создание специализированной платформы для тестирования различных видов модуляции, а также анализ их эффективности через экспериментальные измерения. Результаты исследований показывают, что при использовании модуляций с ненулевым пик-фактором в режиме насыщения форма спектра значительно искажается, но обеспечивает большее подавление внеполосных излучений, чем у режимов с жёстким нормированием амплитуды.

В настоящее время портативные станции спутниковой связи пользуются крайне высоким спросом. Одним из главных параметров таких станций является время работы в автономном режиме, и для его повышения необходимо обеспечивать высокую энергоэффективность всех компонентов. Большая часть расхода энергии приходится на усилитель мощности, который в линейном режиме имеет низкий КПД. Эффективность усилителя можно повысить, используя его в режиме насыщения, но при этом важно правильно выбирать вид модуляции, чтобы избежать роста внеполосного излучения и потерь в достоверности при демодуляции. Это делает актуальным исследование влияния характеристик усилителя на качество передачи сигнала.

Для проведения данного исследования была создана исследовательская программно-аппаратная платформа, включающая следующие элементы:

- **передающая программная часть**, в которую входит генератор псевдослучайных данных с возможностью установки требуемого полинома с нужной длиной, требуемый кодер, модулятор с необходимыми блоками фильтров, а также выходной блок для записи смодулированного сигнала в *mat*-файл, либо другой необходимый формат;

- **аппаратная составляющая**, состоящая из векторного генератора сигналов, который генерирует и переносит на нужную частоту модулированный сигнал из *mat*-файла, исследуемого усилителя сигналов, датчика мощности, генератора шума для задания требуемого отношения сигнал/шум и анализатора сигналов для записи полученного сигнала в *mat*-файл;

- **приемная программная часть**, состоящая из входного блока для чтения сигнала из *mat*-файла, блоков предварительной обработки (временная синхронизация, символьная синхронизация, автоматическая регулировка усиления (АРУ) и фазовая синхронизация) для сопоставления полученного сигнала с исходным, требуемых демодулятора и декодера, а также счётчика ошибок и измерителя пик-фактора.

Далее на основе данной исследовательской платформы строились графики форм спектров, рассчитывались вероятности ошибок и измерялись пик-факторы для различных модуляций.

На рис. 1 представлена структурная схема данной исследовательской платформы. С помощью данной исследовательской платформы были проведены исследования двух стандартных видов модуляции с различными параметрами, а именно:

- *QPSK* с фильтром Найквиста при коэффициентах скругления (*roll-off*) 22/35/45/90 %;

• *OQPSK* с фильтром Найквиста при коэффициентах скругления (*roll-off*) 22/35/45/90 %.



Рис. 1. Структурная схема разработанной исследовательской платформы

Помимо этого, были проведены исследования модуляций *BPSK*, *QPSK* и *OQPSK* с плавным изменением фазы (нелинейной фильтрацией) для обеспечения нулевого пик-фактора. Использовались три различные вариации в продолжительности переходов –  $\frac{1}{4}$ ,  $\frac{1}{3}$  и  $\frac{1}{2}$  относительно информационной скорости после интерполяции. А также различные формы переходов – по линейному и синусоидальному закону изменения фазы.

Измерения проводились с помощью разработанной исследовательской платформы и по их итогам были получены следующие вероятности ошибок ( $E_b/N_0$ ) и пик-факторы для различных модуляций, которые представлены в табл. 1 и 2.

Также были измерены спектры сигналов данных модуляций и построен график с тремя лучшими (по  $E_b/N_0$  для каждого вида модуляции) спектрами, снятыми после усилителя сигнала. Данный график представлен на рис. 2.

Данные характеристики снимались на усилителе класса АВ собственной разработки с зависимостью выходной мощности от входной, представленной на рис. 3. Стоит отметить, что все измерения проводились при уровне входной мощности равном 5 дБм, то есть усилитель был в насыщении.

Таблица 1

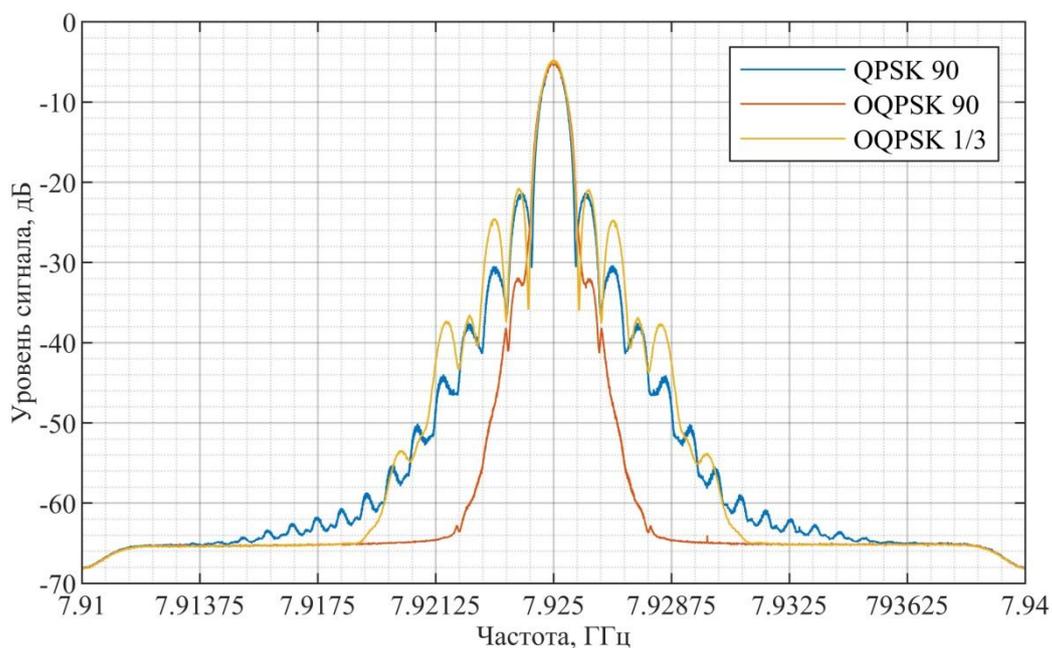
Полученные характеристики для модуляций с фильтром Найквиста

Тип модуляции	Roll-off, %	Пик-фактор, дБ	$E_b/N_0$ , приведенное к $P_{\text{ош}} = 1 \cdot 10^{-5}$ , дБ
QPSK	22	5,183	11,59
QPSK	35	3,772	10,9
QPSK	45	3,262	10,5
QPSK	90	3,528	10,49
OQPSK	22	4,150	11,52
OQPSK	35	3,534	10,98
OQPSK	45	3,152	10,74
OQPSK	90	2,143	9,9

Таблица 2

Полученные характеристики для модуляций с плавным изменением фазы

Тип модуляции	Коэффициент плавного изменения фазы	Пик-фактор, дБ	$E_b/N_0$ , приведенное к $P_{\text{ош}} = 1 \cdot 10^{-5}$ , дБ
BPSK (линейная форма)	1/3	$\approx 0$	11,3
QPSK (линейная форма)	1/3	$\approx 0$	10,08
OQPSK (синусоидальная форма)	1/2	$\approx 0$	10,28
OQPSK (синусоидальная форма)	1/3	$\approx 0$	9,96
OQPSK (синусоидальная форма)	1/4	$\approx 0$	10,5

Рис. 2. Спектр трех сигналов рассматриваемых модуляций с наименьшим для каждого вида модуляции  $E_b/N_0$  в полосе 30 МГц

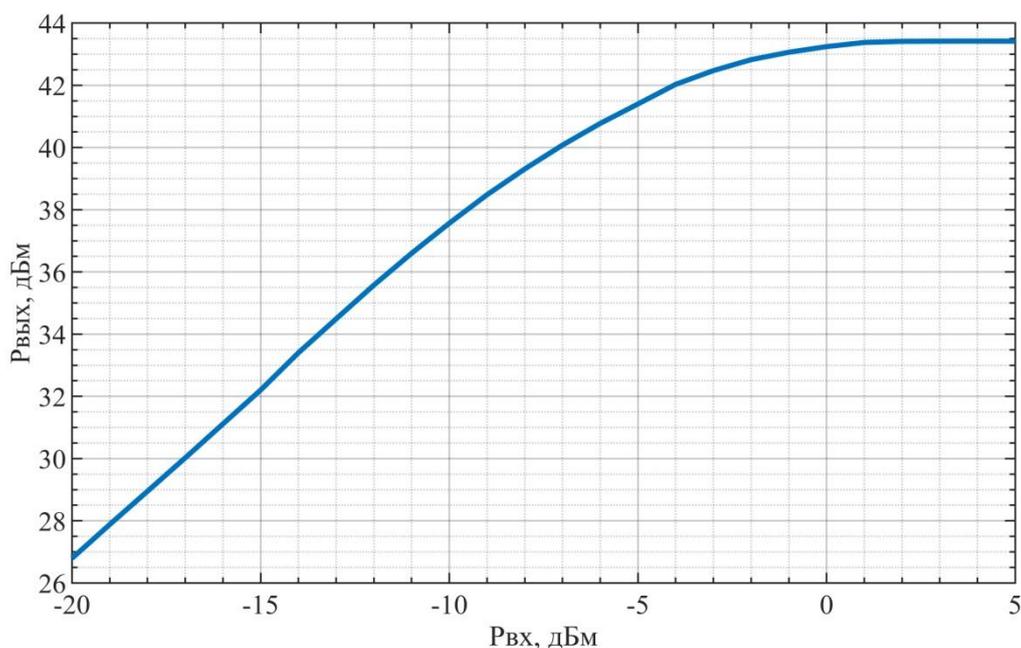


Рис. 3. График зависимости выходной мощности от входной для усилителя собственной разработки

Таким образом, результаты исследования показывают, что при нахождении усилителя в режиме насыщения влияние входной мощности на мощность выходного сигнала минимизируется и при этом негативно сказывается на форме спектра сигналов с ненулевым пик-фактором. Изложенное выше позволяет сделать вывод, что применение фильтра Найквиста при работе усилителя в режиме насыщения считается приемлемым. Но для каждого усилителя целесообразность такого подхода должна определяться отдельно. В исследуемом усилителе модуляция *OQPSK* в сочетании с фильтром Найквиста и коэффициентом скругления в 90 % показала наилучшие результаты в плане спектральной и энергетической эффективности.

### Список литературы

1. An J. and Song Z. "A New FQPSK with Ideal BER Performance," 2011 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, China, 2011, pp. 1–3.
2. Zhidong Xie, Gengxin Zhang, Hongpeng Zhu, "A novel waveform for FQPSK modulation," Communication Systems, November 2008, p. 851.
3. Feher K., "FQPSK: a superior modulation technique for mobile and personal communications," IEEE Trans. on Broadcasting, 1993, vol. 39, no. 2, pp. 288–294.

# ЗАВИСИМОСТЬ ВЕЛИЧИНЫ УГЛА ВЕКТОРА ОШИБКИ ОТ ИНТЕРВАЛА НАКОПЛЕНИЯ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА

К. Н. Хабаров, А. С. Пустошилов

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: kkhbarov@sfu-kras.ru,  
apustoshilov@sfu-kras.ru

Данный доклад рассматривает влияние интервала накопления навигационного сигнала на точность определения угла вектора ошибки в навигационных системах. Исследование основано на анализе зависимости между углом вектора ошибки и временным интервалом накопления данных от спутника.

Навигационные системы являются неотъемлемой частью современного мира, обеспечивая точное позиционирование и навигацию в различных условиях. Одним из ключевых аспектов их работы является обработка навигационных сигналов, на основе которых определяется местоположение объекта. Эффективная оценка параметров навигационного сигнала является ключевым элементом для обеспечения точности и надёжности систем навигации, таких как *GPS*, ГЛОНАСС и другие, и играет важную роль в различных приложениях: от автомобильной навигации до научных исследований.

В данном исследовании мы сосредоточимся на влиянии интервала накопления навигационного сигнала на величину определения угла вектора ошибки в навигационной системе.

Структура навигационного сигнала системы ГЛОНАСС описана в [1].

В общем случае на входе приёмника действует аддитивная смесь нескольких сигналов с навигационного аппарата, включая шум:

$$x(t) = s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) + s_4(t) + n(t), \quad (1)$$

где  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ ,  $s_3(t)$ ,  $s_4(t)$  – сигналы *L1OC*, *L1OF*, *L2OF*, *L2OC* соответственно [1; 2; 3],  $n(t)$  – белый Гауссовский шум. Некоторые из этих сигналов в частотной области расположены близко друг к другу, следовательно, оказывают влияние на точность определения характеристик.

Структура приёмника [4] представлена на рис. 1.

Перед началом обработки с навигационного сигнала снимается модуляция по ПСП (первый множитель). Полином ПСП приведен в [1]. Далее сигнал перемножается на квадратурный компоненты  $\cos(\omega t)$  и  $\sin(\omega t)$  и затем направляется в интегратор.

Поскольку в данном исследовании интересует величина угла вектора ошибки, то рассматривается выход с блока  $\arg(I/Q)$ .

Для моделирования приема навигационного сигнала была написана программа на языке *Julia*. В качестве исследуемого сигнала взят сигнал *L1OF*. Отношение сигнал/шум задано в пределах от  $-40$  до  $-10$  дБ. В результате моделирования величины угла вектора ошибок от времени накопления  $T$  были получены следующие графики (рис. 2).

Смотря на данные зависимости, можно сформулировать следующие выводы.

1. С увеличением времени накопления угол вектора ошибки снижается, однако при этом наблюдается эффект насыщения.

2. При повышении ОСШ величина угла вектора ошибки быстрее снижается от времени накопления, но эффект снижается от дальнейшего увеличения ОСШ.

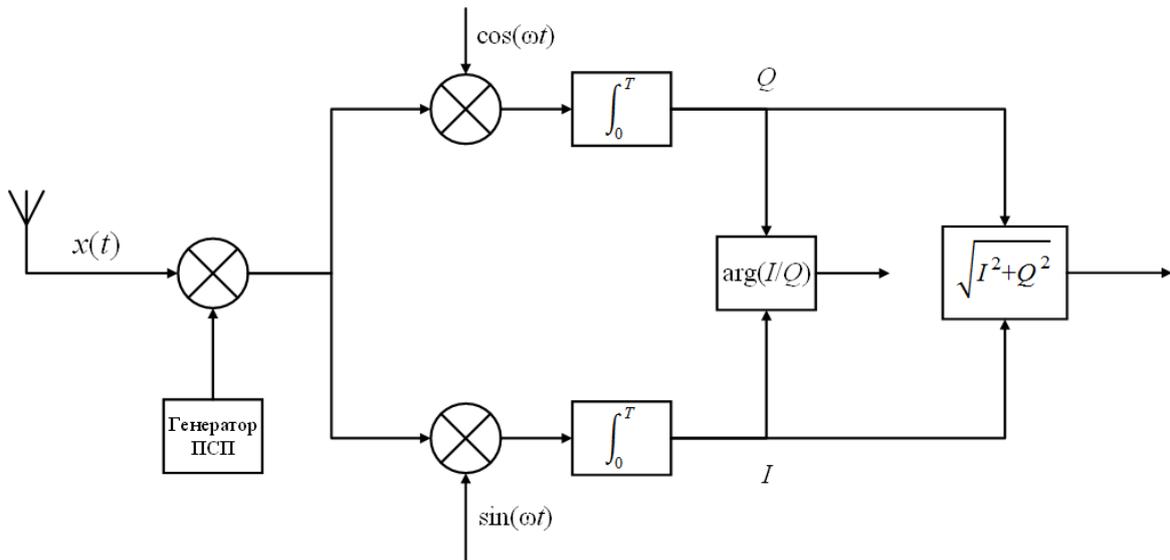


Рис. 1. Квадратурный приемник

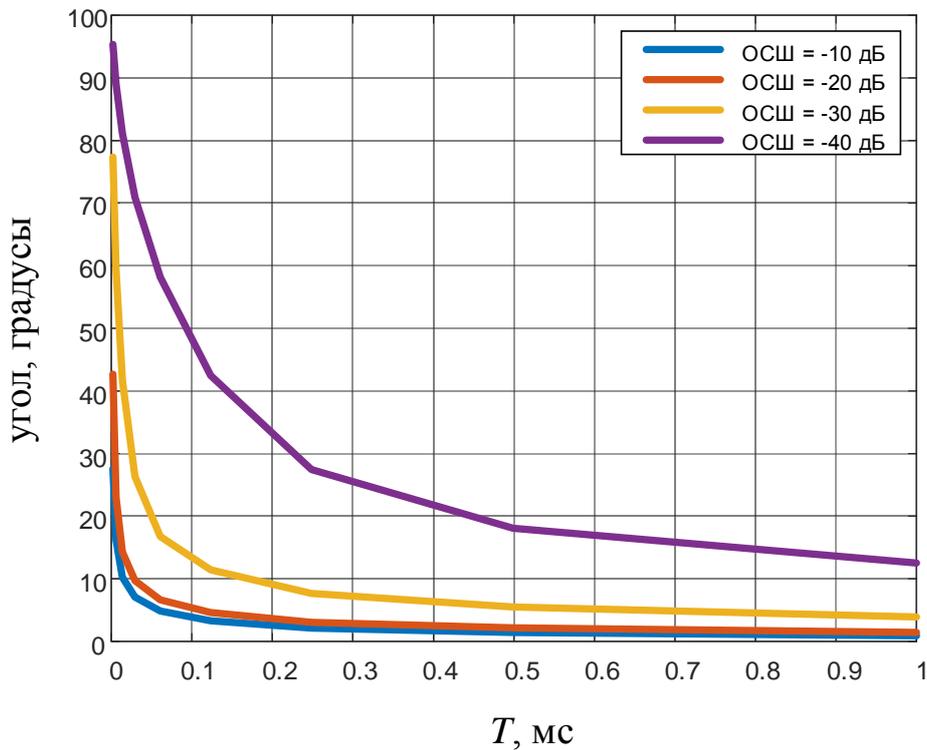


Рис. 2. Результаты моделирования

На основании данного исследования можно сказать, что существует оптимальное значение интервала накопления, при котором можно проводить оптимальную оценку

показателей навигационного сигнала. При корректной оценке параметров можно выявить аномалии в передаваемом сигнале и затем корректировать работу системы.

Дальнейшие исследования в этой области могут привести к разработке более эффективных и точных методов обработки навигационных данных.

### Список литературы

1. Интерфейсный контрольный документ ГЛОНАСС. Редакция 5.1. – Москва, 2008 г.
2. Интерфейсный контрольный документ, Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне  $L1$ , редакция 1.0. – Москва, 2016 г.
3. Интерфейсный контрольный документ, Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне  $L2$ , редакция 1.0. – Москва, 2016 г.
4. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с., ил.

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТРОПОСФЕРНОЙ СТАНЦИИ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ СЕВЕРНЫХ РЕГИОНОВ

Д. В. Чашин, А. Н. Конев, П. В. Луферчик, Н. А. Воробьев

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: dsp@krtz.su

В последнее время растет заинтересованность в подключении к интернету удаленных населенных пунктов северных регионов. Интернет-провайдеры отказываются проводить оптоволоконные линии, а для радиорелейных станций расстояние слишком велико. Цель работы – провести экспериментальное исследование станции тропосферной связи «Гроза» в условиях севера.

В современном мире связь и коммуникации играют ключевую роль в развитии общества. Однако в отдалённых северных регионах, где расстояния между населёнными пунктами могут быть огромными, а климат и рельеф местности создают дополнительные сложности, традиционные способы связи не всегда эффективны.

Оптоволоконные линии связи требуют значительных инвестиций и времени для прокладки, а радиорелейные станции не всегда могут обеспечить надёжную связь на больших расстояниях. В таких условиях тропосферные станции связи могут стать альтернативным решением, обеспечивающим надёжную и стабильную коммуникацию в отдалённых районах [1].

Основные технические характеристики станции тропосферной связи «Гроза» [2]:

- ЭИИМ передающего тракта станции: 52,5 дБВт;
- добротность приемного тракта (G/T): 12,5 дБ/К;
- диапазон рабочих частот:
- нижний: 4435...4555 МГц,
- верхний: 4630...4750 МГц;
- выходная мощность передатчика: 100 Вт;
- диаметр антенны: 1,5 м;
- скорость группового канала: 25 Мбит/с.

Тропосферные станции «Гроза» были расположены на расстоянии 63,4 км друг от друга в районе северного Урала.

Координаты первой станции:

- широта –  $65,578122^\circ N$ ;
- долгота –  $64,597573^\circ E$ ;
- азимут –  $331,16^\circ$ ;
- магнитное склонение –  $23,31^\circ$ ;
- магнитный азимут –  $307,85^\circ$ .

Координаты второй станции:

- широта –  $66,075996^\circ N$ ;
- долгота –  $63,919540^\circ E$ ;
- азимут –  $150,54^\circ$ ;
- магнитное склонение –  $23,9^\circ$ ;
- магнитный азимут –  $126,64^\circ$ .

На рис. 1 представлен профиль тропосферной трассы.

Во время работы станции фиксируются основные характеристики для дальнейшей их оценки. В первую очередь интерес представляет изменение пропускной способности канала связи в течение суток.

График зависимости пропускной способности от времени суток с 26 по 27 марта 2024 года представлен на рис. 2.

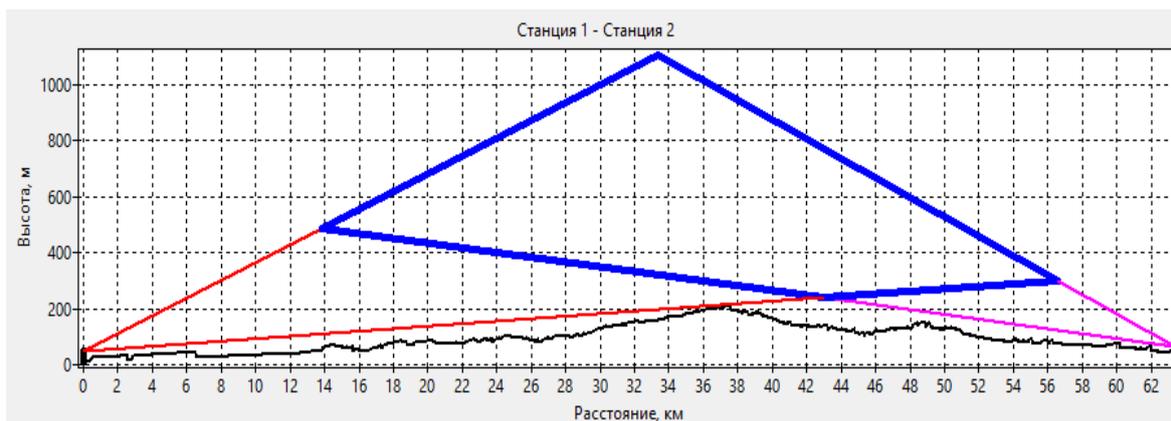


Рис. 1. Профиль тропосферной трассы

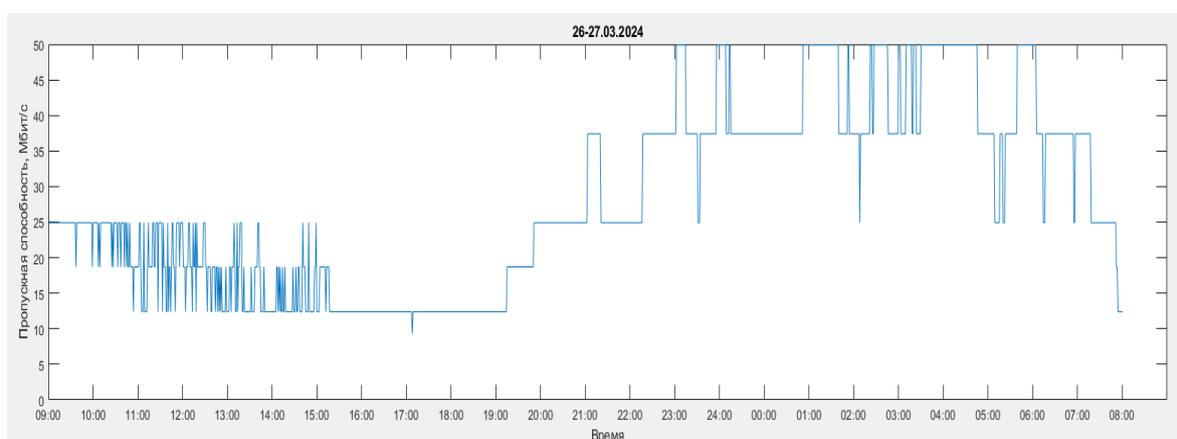


Рис. 2. График зависимости пропускной способности от времени

Также во время работы станции собирались данные о погоде с местной метеостанции – каждые три часа фиксировалась температура окружающей среды, влажность и атмосферное давление. Из этих данных был посчитан коэффициент преломления воздуха у поверхности земли  $N_z$  по следующей формуле:

$$N_z = \frac{77,6}{T} \cdot 10^{-2} \cdot \left( P + 4810 \cdot \frac{S}{T} \right); S = \frac{E \cdot H}{100},$$

где  $T$  – температура воздуха, К;  $P$  – атмосферное давление, Па;  $E$  – упругость водяного пара, Па;  $H$  – влажность, %.

График зависимости коэффициента преломления воздуха от времени за сутки с 26 по 27 марта 2024 года представлен на рис. 3.

При рассмотрении графиков прослеживается зависимость пропускной способности от коэффициента преломления воздуха. Чтобы проверить эту зависимость был построен график среднесуточной пропускной способности за период с 26 марта по 07 апреля 2024 года. График представлен на рис. 4.

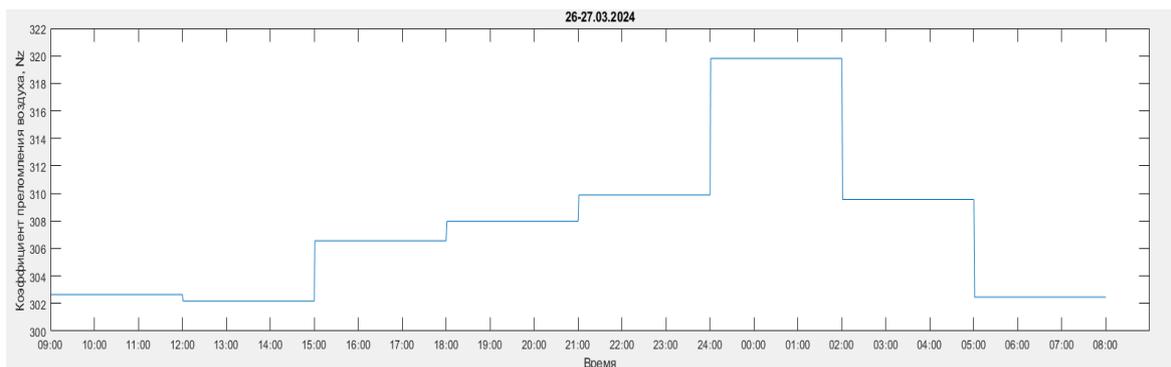


Рис. 3. График зависимости коэффициента преломления воздуха от времени

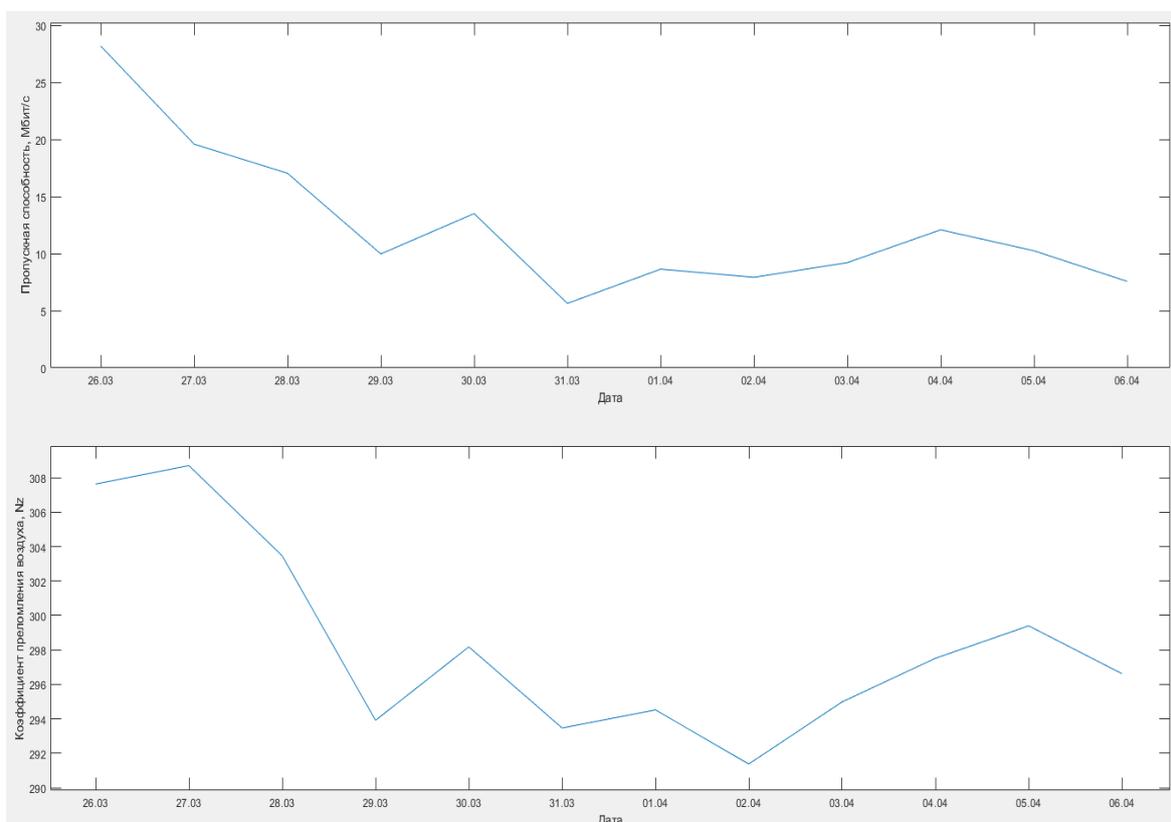


Рис. 4. Пропускная способность и коэффициент преломления воздуха по дням

В ходе экспериментального исследования тропосферной станции связи в условиях северных регионов были получены ценные данные о её работе и возможных факторах, влияющих на её пропускную способность. Одним из таких факторов является коэффициент преломления воздуха. Результаты исследования показывают, что этот коэффициент может оказывать влияние на пропускную способность станции.

Дальнейшие наблюдения за станцией помогут уточнить полученные результаты и определить, насколько сильно коэффициент преломления воздуха влияет на пропускную способность станции в различных условиях.

Исследование также показало, что тропосферные станции связи могут быть эффективным решением для подключения к интернету в северных регионах, где прокладка оптоволоконных линий затруднена или невозможна. Это особенно актуально

для удалённых и труднодоступных районов, где тропосферная связь может стать единственным доступным способом подключения к глобальной сети.

Однако для более точного определения эффективности тропосферных станций связи в условиях северных регионов необходимо провести дополнительные исследования и наблюдения. Это позволит оценить их реальную пропускную способность, надёжность и другие важные характеристики. Также в будущем возможно проведение исследований характеристик канала, что позволит использовать их в процессе разработки и модернизации оборудования [3].

Таким образом, результаты исследования подтверждают перспективность использования тропосферных станций связи для подключения к интернету северных регионов. Однако для более точных выводов необходимо продолжить исследования и наблюдения за работой станций в различных условиях.

### Список литературы

1. Луферчик П. В., Луферчик А. В., Галеев Р. Г., Богатырев Е. В., Штро П. В. Повышение энергетических характеристик модема тропосферной связи // Успехи современной радиоэлектроники. – 2022. – 76(5). – С. 50–54. DOI: <https://doi.org/10.18127/j20700784-202205-04>.

2. Луферчик П. В., Луферчик А. В., Штро П. В., Захаров П. Н., Валиуллин Д. Р., Милованов А. А. Экспериментальное исследование модема станции тропосферной связи с энергетически эффективным режимом работы // Радиотехника. – 2022. – 86(4). – С. 67–75. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202204-10>.

3. Воробьев Н. А., Луферчик П. В., Штро П. В., Богатырев Е. В. Исследование характеристик нестационарности тропосферного канала связи // Ural Radio Engineering Journal. – 2023. – 7(2). – С. 123–136. DOI: [10.15826/urej.2023.7.2.002](https://doi.org/10.15826/urej.2023.7.2.002).

# ВТОРИЧНАЯ ОБРАБОТКА НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ О ГЕОЛОКАЦИИ АБОНЕНТОВ АВТОНОМНОЙ СИСТЕМЫ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Д. Ю. Черников, А. С. Селиванов

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*

*660074, Красноярск, ул. Куренского, 28*

E-mail: dchernikov@sfu-kras.ru

aselivanov@sfu-kras.ru

Рассмотрены и сравниваются технологии вторичной обработки навигационной информации о местоположении абонентов мультисервисной системы служебной радиосвязи, зона радиопокрытия которой сформирована автономной подвижной базовой станцией. Описаны особенности реализации локальной и удалённой вторичной обработки, когда информация о геолокации формируется внутри абонентской радиостанции или на удалённом пункте коммутации и управления.

Основной задачей систем профессиональной или служебной радиосвязи (ПР) [1] безусловно является оперативная приёмо-передача технологической информации между группами абонентов, присутствующими в зоне радиопокрытия. Формирование и доставку навигационной информации о местоположении радиостанций, используемых для организации речевой связи в составе сети, можно считать сопутствующей задачей, что не делает её менее актуальной.

Действительно, каждая из радиостанций, используемая в составе подобной сети [2], имеет в своём составе оборудование для определения местоположения по сигналам спутниковых систем радионавигации ГЛОНАСС/GPS и располагает возможностями по передаче своих координат в центр коммутации и управления развёрнутого автономного фрагмента сети связи. Общая схема формирования и обмена навигационной информацией, использованная для организации подобного взаимодействия, представлена на рис. 1.

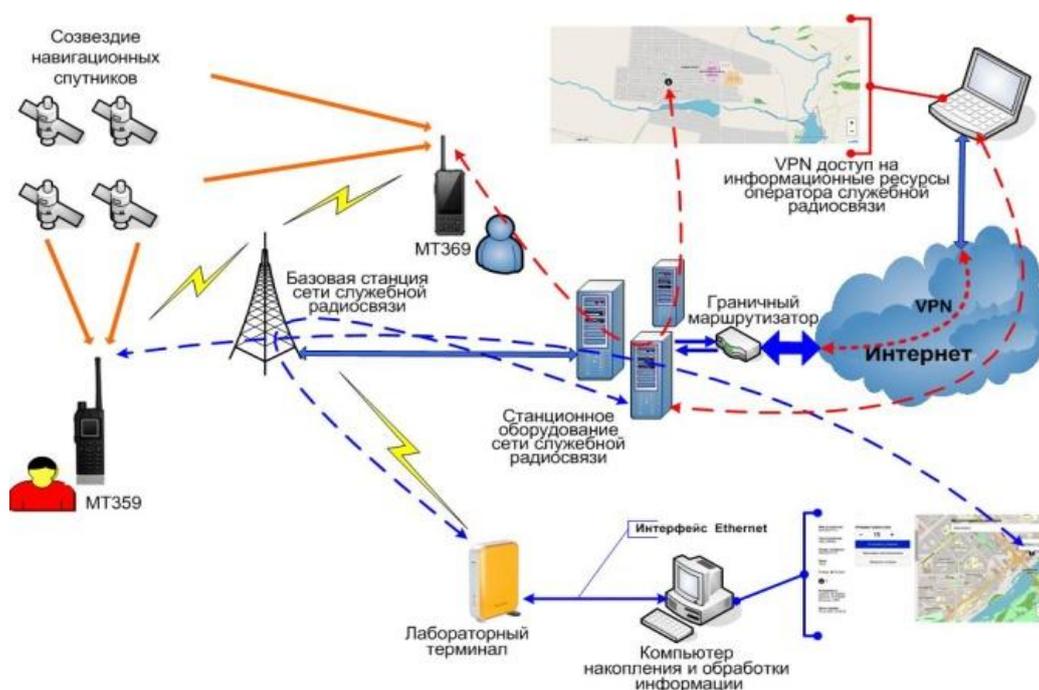


Рис. 1. Схема организации связи при обработке навигационной информации

Использование систем спутниковой радионавигации для геолокации подобных подвижных наземных объектов – абонентов сети служебной радиосвязи – успешно решает задачи определения координат их местоположения, а также параметров движения и обеспечивает выдачу следующих данных: координат местоположения в заданной системе координат, а также вектора скорости.

Точностные характеристики систем навигации для наземных объектов во многом зависят от их режима работы, состава данных систем и программного обеспечения, применяемого для обработки данной информации.

Как следует из приведенного рис. 1, в составе стационарного оборудования импровизированного оператора навигационного обеспечения развертывается телематический информационный ресурс, который должен опрашивать радиостанции на предмет получения информации об их местоположении. Сформированный таким образом массив сопутствующей навигационной информации сохраняется средствами данного информационного ресурса и оказывается доступным для внутренних и внешних абонентов сети служебной радиосвязи.

При этом к числу абонентских устройств стандарта Маквилл [1; 2; 4], которые имеют возможность сформировать навигационную информацию и предоставить её для дальнейшего использования в системе, можно отнести такие устройства как *XinWei MT359* [4], *XinWei WI389* [4], а также более совершенную модель производства завода «Эталон» в г. Твери [5].

Данные абонентские радиостанции и модемы, использованные в ходе эксперимента, имеют возможность автономного определения своего местоположения, принимая и обрабатывая сигналы навигационных спутников (рис. 2).



Рис. 2. Варианты использованного абонентского оборудования

Дальнейшим шагом по обработке сформированной таким образом сопутствующей навигационной информации является её вторичная обработка на информационном ресурсе оператора служебной радиосвязи (рис. 1) и её передача через спутник связи на геостационарной орбите в удалённый диспетчерский центр.

Для этого средствами стационарного оборудования, входящего в состав автономной базовой станции, был сформирован выделенный симметричный

дуплексный космический канал связи. Отведённую для его работы полосу частот  $\Delta f$  можно было варьировать от 300 кГц до 1 МГц. При этом в ходе эксперимента была получена оценка интервала времени  $\Delta t$ , через который удавалось опрашивать координаты  $k$  радиостанций, расположенных в зоне радиопокрытия системы ПР, сформированной средствами автономной подвижной базовой станции (БС).

Для внешних ресурсов, в состав которых требуется передать информацию о геолокации абонентов ПР, при проведении эксперимента использовались технологии спутниковой связи через геостационарный спутник [2; 3]. При этом удалённый диспетчерский центр, являясь сугубо внешним ресурсом по отношению к сформированному фрагменту сети ПР, реализовал прямой доступ к навигационной информации, организовав VPN-канал по специально выделенному для этой цели интернет-адресу (красный пунктир на рис. 1), обслуживаемому граничным маршрутизатором внутренней сети системы ПР.

Так для спутникового канала с  $\Delta f = 300$  кГц и числа радиостанций в зоне радиопокрытия ПР  $k = 10$ , интервал опроса местоположений не мог быть менее 12–15 с. При этом все же основной задачей спутникового канала был дуплексный обмен речевой информацией не менее чем с тремя радиостанциями, работающими в составе описанного фрагмента сети ПР.

Полученные таким образом результаты местоопределений радиостанций могут быть отображены на графической подложке в удалённом диспетчерском центре. Местоположение рации в отсутствие многоэтажной городской застройки было определено значительно точнее (усреднённая ошибка не превысила 3–5 метров). Результаты местоопределений показаны рис. 3. Содержание информации, которое при этом может быть выведено на монитор, представлено на рис. 4.

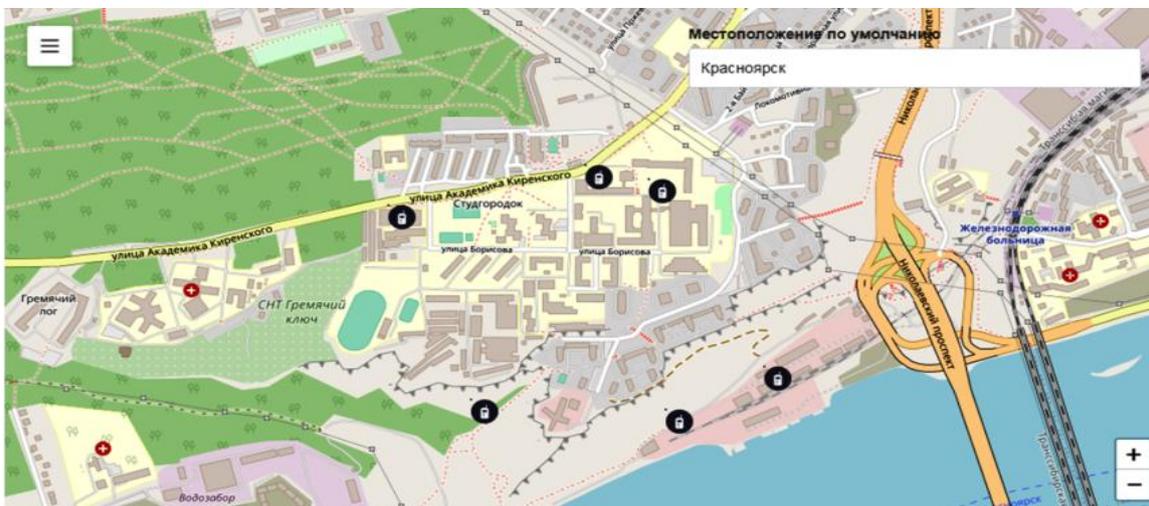


Рис. 3. Отображение результатов местоопределений абонентов на графической подложке в условиях городской застройки

Практика использования описанной технологии геолокации абонентских радиостанций показала нецелесообразность запросов координат со стороны диспетчерского центра с интервалом  $\Delta t < \Delta t_{\text{ГЛОНАСС/GPS}}$ , где  $\Delta t_{\text{ГЛОНАСС/GPS}}$  – интервал получения отсчётов координат собственно абонентской радиостанцией. В этом случае диспетчерский центр будет повторно получать те же самые отсчёты и тем самым существенно исказить, например, вид траектории перемещения абонента.

На экране абонентской радиостанции можно получить дополнительную информацию, которая характеризует качество процедуры местоопределения. Одним из наиболее значимых параметров может считаться число радиовидимых навигационных спутников (рис. 4).



Рис. 4. Информация об используемых спутниках на экране абонентской радиостанции

При отображении информации на экране диспетчерского центра «клик» по значку радиостанции приводит к появлению на экране всех цифр её номера (рис. 5).

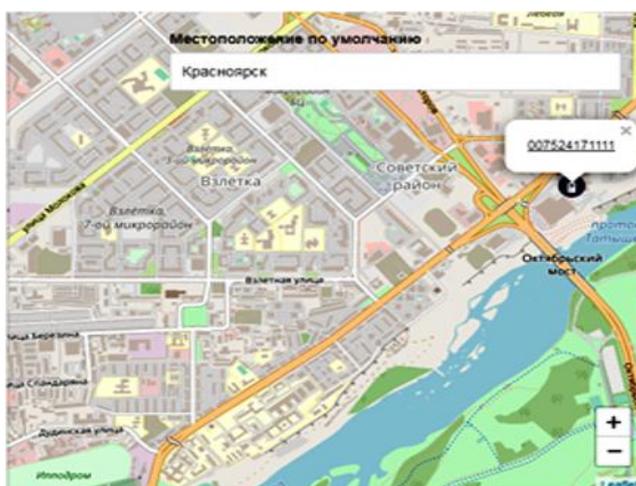


Рис. 5. Информация о полном номере абонентской радиостанции

В результате проведенного натурного эксперимента были получены результаты, представленные на рис. 6.

В левой части рис. 6 представлены результаты локального определения координат абонентской радиостанции в формате с десятичными долями градусов. В правой части рис. 6 – результаты удалённых местоопределений в формате градусов, минут и секунд. В нижней части рисунка результаты сведены к единому формату и получены величины невязок выполненных обсерваций.

Таким образом, по итогам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Централизованная технология реализации алгоритмов вторичной обработки позволяет более точно определить координаты подвижного объекта в каждый момент времени за счёт более полного учёта поправок на результаты измерений радионавигационных параметров и информации о местоположениях навигационных спутников на моменты времени выполнения измерений.

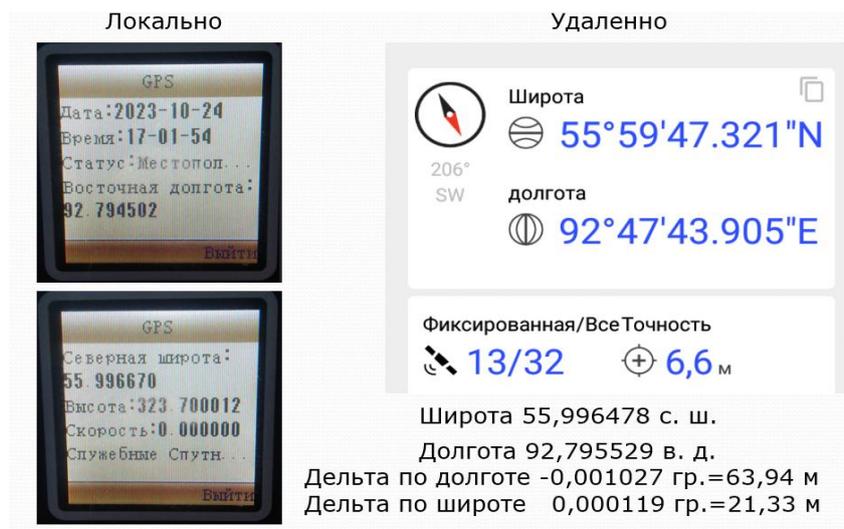


Рис. 6. Результаты сравнения локального и удалённого определения местоположения абонентской радиостанции

2. Полный отказ от локальных местоопределений оказывается невозможным ввиду возможности полной потери данной функции для радиостанций, оказавшихся вне зоны радиопокрытия автономной мобильной базовой станции.

3. Целесообразным можно считать передачу поправок к измеренным величинам РНП каждой из радиостанций для компенсации большей части ошибок местоопределений.

4. Предложенная технология позволяет отказаться от передачи локально вычисленных координат абонентских радиостанций на автономный мобильный пункт управления. В этом случае графическое отображение местоположений абонентских радиостанций осуществляется на основе координат, полученных централизованно.

### Список литературы

1. *BeijingXinweiTelecomTechnology Co. Ltd.* Система мобильного широкополосного доступа *McWiLL* // НИРИТ. – 2011. – 35 с.

2. Шорин А. О., Девлишов А. Г., Туров А. В., Черников Д. Ю.. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа // Исследования Наугограда. – № 3–4(17–18). – 2016. – С. 39–44.

3. Грудин С. В., Черников Д. Ю. Технология конвергенции сетей фиксированной и мобильной связи // Исследовано в России, МФТИ, Москва. – 2006. – Т. 9. – С. 2241–2249.

4. *XinWei MT359* / Комнет – Профессиональная сеть радиосвязи [Электронный ресурс]. URL: <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-mt359/>.

5. Галеев Р. Г., Туров А. В., Черников Д. Ю. Радиотехнологии организации соединительных линий для автономных телекоммуникационных комплексов. – В сб.: Современные проблемы радиоэлектроники. Материалы XXIII Всероссийская науч.-техн. конференция с международным участием, посвященная 127-й годовщине Дня радио. Отв. ред. Ф. В. Зандер. Красноярск, 2022. – С. 3–10.

## СЕКЦИЯ

### «РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

---

#### СОЗДАНИЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ТЕРРИТОРИИ ОТ МАЛОВЫСОТНЫХ МНОГОРОТОРНЫХ СИСТЕМ

Г. Я. Шайдуров, А. В. Когтин

*Военно-инженерный институт СВУ  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 13а  
E-mail: kogninalexsei@rambler.ru*

Сегодня, в связи с проведением специальной военной операции на Украине, возникла актуальнейшая проблема обнаружения малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) за пределами прямой видимости, а также проблема защиты объектов от ударов «дронов-камикадзе».

**Введение.** Создаваемый в рамках представляемого проекта малогабаритный узкополосный радиолокатор работает на принципе периодической коммутации плоскости поляризации излучаемой радиоволны. При этом расстояние до цели определяется высокоточными фазовыми измерениями на частоте коммутации, так что при смене несущей частоты не требуется перестройка приёмника.

При подъёме квадрокоптера на высоту 100–200 м (или другую) эта РЛС позволит облучать наземные цели сверху на дальности до 5 км. При мощности передатчика порядка 1,5–2 Вт обеспечивается зона защиты шириной 5–10 км, так что цепочка этих РЛС способна закрыть большие территории. Например, чтобы окружить Москву кольцом защиты длиной 300 км, потребуется 30–60 точек наблюдения (рис. 1).

Известные из открытой печати способы обнаружения низколетящих дронов основываются обычно на регистрации акустических шумов или оптической локации. Их основными недостатками являются небольшая дальность (порядка 1–3 км) при прямой видимости, влияние погодных условий и рельефа, естественных и производственных шумов.

Возможно размещение РЛС на крупных квадрокоптерах или аэростатах, способных поднять достаточно мощные РЛС, работающие с импульсной или ЛЧМ модуляцией.

#### **Основные преимущества заявленного проекта:**

1. Узкая полоса пропускания приёмника – в тысячи раз уже, чем у традиционных РЛС, применяемых во всём мире – позволяет существенно снизить мощность передатчика, уменьшить площадь бортовой антенны и массу всей аппаратуры, размещаемой на квадрокоптере-носителе (КН), повысить помехозащищённость и скрытность работы передатчика РЛС и разместить аппаратный комплекс РЛС на небольшом квадрокоптере с массой полезной нагрузки до 2 кг.

2. Измерение дальности на частоте коммутации сигнала существенно увеличивает точность измерения расстояния до цели.

3. Установка цепи РЛС вдоль линий защиты или вокруг защищаемой зоны городов и посёлков гарантирует их безопасность.

4. В связи с небольшой стоимостью РЛС и сравнительно несложного аппаратного обеспечения возможна быстрая организация их серийного производства.

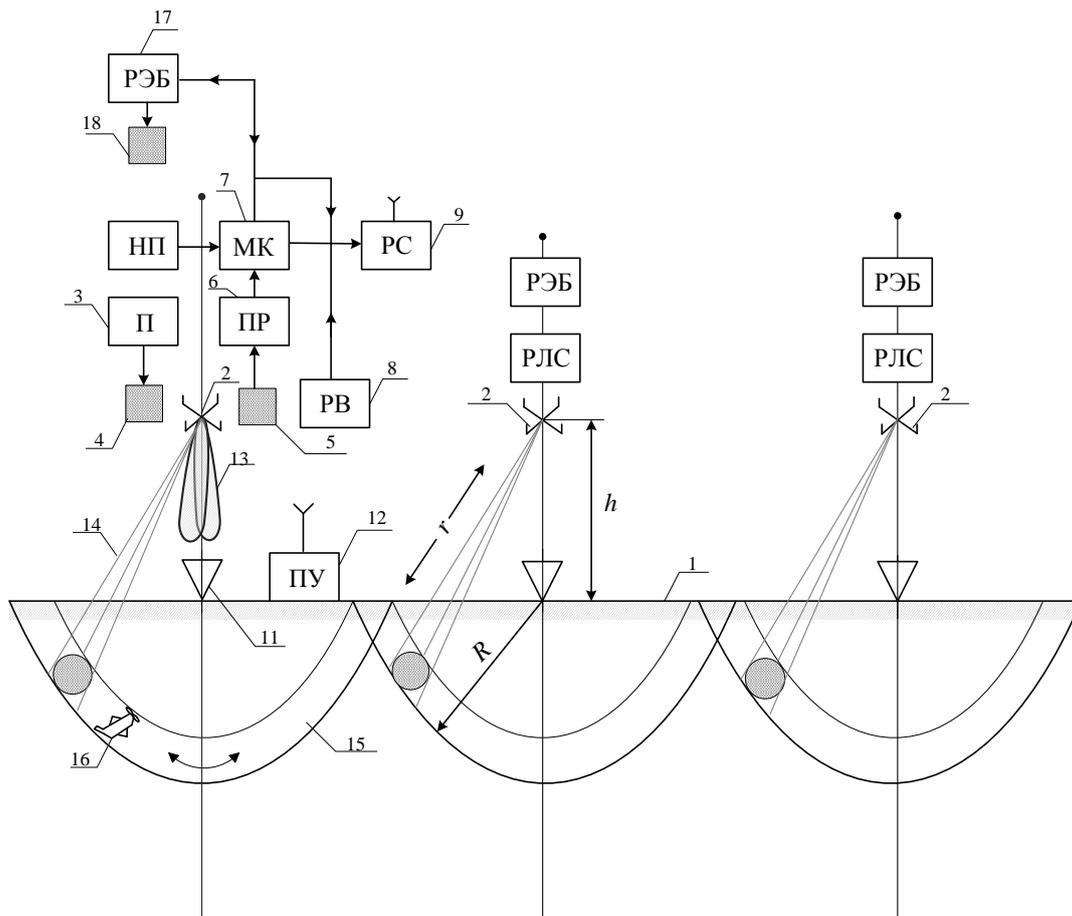


Рис. 1. Структурная схема зоны защиты территорий

**Состояние проблемы.** По имеющейся информации предприятие «Рыбинский завод приборостроения» ведёт разработку портативной многофункциональной радиолокационной станции обнаружения малогабаритных дронов по частоте вращения винтов их двигателей ([vk.com/wall39447662/7///79yselid=13iavo5ene](https://vk.com/wall39447662/7///79yselid=13iavo5ene)).

**Обоснование выбора технических решений.** На рис. 1 изображена структура организации защитной зоны, включающей необходимое количество точек наблюдения, над которыми «подвешены» на высотах 100–200 м КН с бортовыми маломощными РЛС и передатчиками радиоэлектронной борьбы (РЭБ).

Передатчик радиолокатора через фазированную антенную решетку (ФАР) сканирует своим лучом парциальную зону защиты радиусом 5 км.

Положение КН на местности определяется специальным ориентиром (ОР), работающим по принципу радиовысотомера по уголкового отражателю 11, установленному на земле в известной точке.

На рис. 2 приведена структурная схема узкополосной РЛС с коммутацией плоскости поляризации диаграммы направленности антенны.

Приёмная и передающая ФАР 4, 5 выполняются в виде набора элементов из взаимно-ортогональных полуволновых вибраторов, периодически коммутируемых сигналами, формируемыми их синтезатором частот 30. Все элементы ФАР 4, 5 подключаются к передатчику через коммутатор.

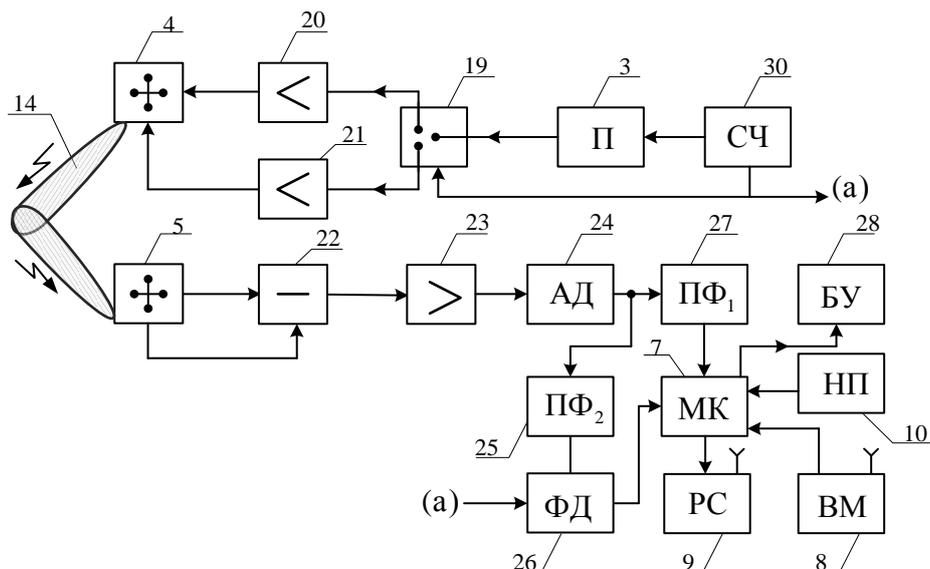


Рис. 2. Структурная схема бортовой РЛС

Отражённые от цели радиосигналы поступают через приёмник на амплитудный детектор 24 и далее через полосовой фильтр частот вращения винтов 27 низкочастотные сигналы подаются на микроконтроллер 7, регистрирующий место и время появления дронов противника.

Бортовой микроконтроллер выделяет также (с помощью фильтра частоты коммутации 25 и фазового детектора 26) информацию о дальности до цели. Опорная частота для работы фазового детектора подаётся от синтезатора частот коммутации 30.

Вся информация об обнаружении цели и её координатах записывается в бортовом микроконтроллере и передаётся по радиоканалу к наземному пульту управления 12 (см. рис. 1).

Малая мощность передатчика РЛС обеспечивается ограничением полосы пропускания приёмника  $\Delta f_{ц}$ , определяемой диапазоном частот вращения винтов дрона.

Из известного уравнения дальности требуемая мощность передатчика РЛС может быть определена как

$$P_{п} = \frac{qP_{ш} \cdot (4\pi r^2)^2}{QS_A \sigma_{ц} m}, \quad (1)$$

где  $q$  – требуемое отношение сигнал/шум на входе приёмника в режиме обнаружения;

$P_{ш} = kT_k \Delta f_{ц}$  – мощность шума;  $r$  – расстояние до цели;  $Q = 4\pi \frac{S_A}{\lambda^2}$  – КНД антенны;  $S_A$  – эффективная площадь антенны;  $\sigma_{ц}$  – ЭПР цели;  $\lambda$  – длина волны;  $m$  – коэффициент модуляции;  $\Delta f_{ц}$  – полоса частот вращения винта.

При расчётных параметрах:  $T_k = 300^\circ$ ;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/Гц·град;  $r = 5\,000$  м;  $\Delta f_{ц} = 300$  Гц;  $q = 10$ ;  $S_A = 0,1$  м<sup>2</sup>;  $\lambda = 0,03$  м;  $Q = 1\,400$ ;  $m = 0,5$  оценка по (1) даёт  $P_{п} = 0,6$  Вт.

Подробно принцип работы узкополосной РЛС описывается в патенте РФ № 2797868, а способ обнаружения БПЛА по частоте вращения винта в патенте РФ № 2622908.

Высокая точность определения дальности до цели узкополосным методом определяется фазовым способом, заключающимся в измерении разности фаз принятого сигнала на частоте коммутации и опорного.

Погрешность измерения расстояния  $\Delta r$  в этом случае определяется из соотношения

$$\Delta\varphi = 2\pi F_k \cdot \frac{\Delta r}{c} \text{ рад.} \quad (2)$$

Точность фазовых измерений

$$\Delta\varphi = \frac{1}{\sqrt{q\Delta f_k T_n}} \text{ рад.} \quad (3)$$

Здесь  $q$  – отношение сигнал/шум на входе приёмника РЛС,  $\Delta f_k$  – полоса пропускания приёмника на частоте коммутации, определяемая нестабильностью частоты опорного кварцевого генератора и элементов полосового фильтра.

Из (3) видно, что точность оценки дальности может быть повышена увеличением мощности передатчика, в то время как у типовых РЛС она определяется лишь длительностью импульса и полосой пропускания приёмника.

Частота коммутации при этом, во избежание неоднозначности фазовых измерений, определяется из условия превышения длины волны частоты коммутации над двойным расстоянием до цели  $\lambda \geq 2r$ .

Узкополосный режим РЛС при работе по частоте вращения винтов БПЛА обеспечивается линейной поляризацией излучаемого передатчиком радиоволнового поля, позволяющей в момент совпадения вектора напряжённости поля с положением винта получить максимальную амплитуду отражённого сигнала, а при ортогональном положении – минимальную.

Таким образом, коэффициент амплитудной модуляции отражённого радиосигнала по мощности будет максимальным

$$m = \frac{\sigma_z - \sigma_x}{\sigma_z + \sigma_x} = 1, \quad (4)$$

где  $\sigma_z$ ,  $\sigma_x$  соответственно ЭПР винта в параллельном и ортогональном его положении.

Напряжённость поля радиосигнала узкополосной РЛС можно записать в классическом виде для амплитудной модуляции виде

$$E(t) = E_m \left[ 1 + \sqrt{m} \sin(\Omega_k t + \varphi_k) \right] \sin(\omega_n t + \varphi_n), \quad (5)$$

где  $\Omega_k = 2\pi F_k$ ;  $\omega_n = 2\pi f_n$  радиальные частоты коммутации и несущей.

Амплитудная демодуляция в приёмнике РЛС позволяет выделить из (4) сигнал коммутации  $F_k$  несущей информацию о дальности до цели

$$U_c(t) = U_{kc} \sqrt{m} \sin\left(\Omega_k t + \frac{2r}{c}\right). \quad (6)$$

На рис. 3 представлены эюры излучаемых и принимаемых радиосигналов.

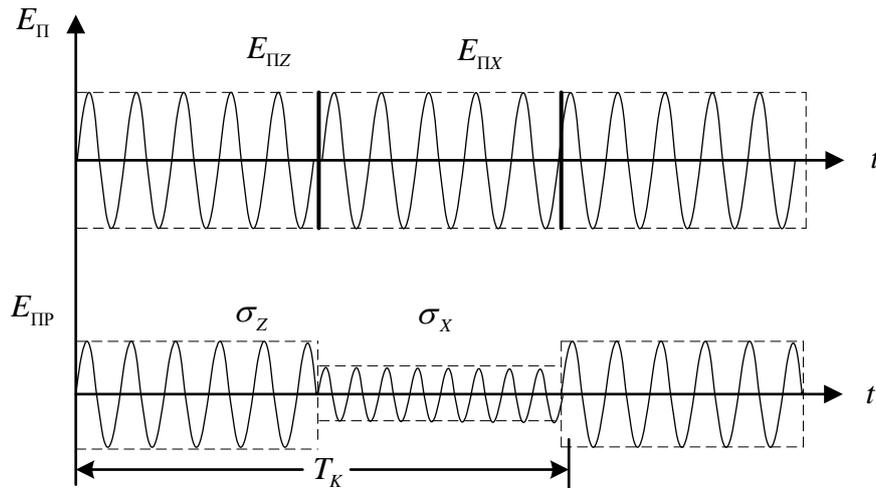


Рис. 3. Эюры сигналов передатчика  $E_{\Pi}$  и приёмника  $E_{\Pi P}$

Дадим оценку требуемой мощности передатчика радиоэлектронной борьбы РЭБ в диапазоне рабочих частот приёмников навигационной системы *GPS*, используя уравнение

$$P_{\Pi} = \frac{4\pi r^2 R P_2 \cdot \eta}{Q W \lambda^2}, \quad (7)$$

где  $P_2$  – мощность требуемого сигнала РЭБ в районе приёмника БПЛА нарушителя;  $r$  – радиус зоны обнаружения;  $Q = 4\pi \frac{S_A}{\lambda^2}$  – КНД антенны передатчика РЭБ;  $S_A$  – эффективная площадь ФАР РЭБ;  $\lambda$  – длина волны частоты *GPS*;  $\eta$  – КПД передатчика;  $R$  – входное сопротивление приемника *GPS*;  $W$  – волновое сопротивление воздуха.

Если нормальную чувствительность навигационного приёмника *GPS* принять как  $P_n = -155$  дБ/Вт, а мощность подавления 45 дБ/Вт, то величина  $P_2$  в (6) может быть оценена как  $P_2 = -110$  дБ/Вт.

При следующих численных значениях параметров:  $r = 5\ 000$  м;  $Q = 31$ ;  $\eta = 0,5$ ;  $\lambda = 0,2$  м;  $f = 1,5$  ГГц;  $W = 375$  Ом;  $R = 75$  Ом;  $P_2 = -110$  дБ/Вт из (6) получим  $P_{\Pi} = 0,25$  Вт.

Таким образом, передатчик РЭБ подобной мощности вполне совместим по массе с полезной нагрузкой квадрокоптера-носителя РЛС.

Для снижения влияния винтов КН РЛС и улучшенной стабилизации точки положения целесообразно использовать на нём турбовинтовые двигатели, обеспечивающие к тому же, при работе в стационарном положении, более длительное время работы без подзарядки аккумуляторов.

Авторами в 2015 г. проведены успешные лабораторные испытания способа обнаружения самолетной модели БПЛА по частоте вращения винта в присутствии Главногокомандующего Воздушно-космическими силами РФ генерал-полковника В. Н. Бондарева во время его визита в г. Красноярск.

### Спектрограммы выходных видеосигналов

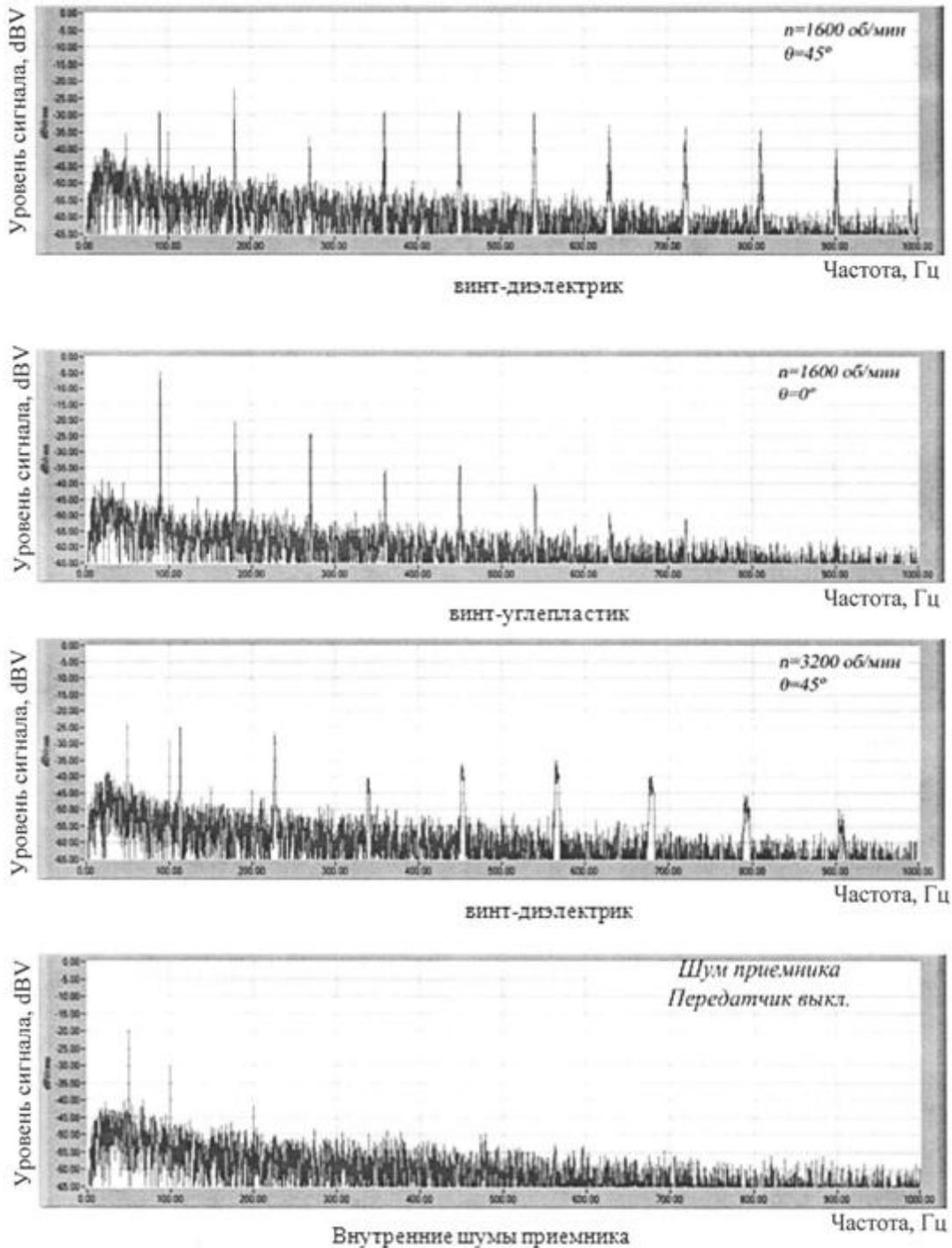


Рис. 4. Экспериментальные спектрограммы выходных сигналов микроконтроллера. Одновинтовая модель БПЛА самолётного типа

Использовался макет узкополосной РЛС на несущей частоте 10 Гц, мощностью 5 мВт. Облучались модели БПЛА самолетного типа с разными материалами винтов – металлические и пластмассовые – с дистанции 12 м в диапазоне частот 2,5 и 10 ГГц. Персональная ЭВМ чётко регистрировала спектры вращающихся винтов (рис. 4).

**Защита территории и КН от высоколетящих целей.** В связи с небольшой величиной ЭПР КН ( $<0,01 \text{ м}^2$ ), имеющиеся на вооружении противника штатные РЛС не позволяют обнаруживать подобного рода цели, однако вполне вероятен полёт дронов на высотах более 100 м с оптическими средствами обнаружения.

По этой причине данным проектом предусматривается установка на земле, на крыше пункта управления второй узкополосной РЛС, сканирующей пространство по углу места целей  $\varphi > 10^\circ$  на рабочей частоте.

**Позиционирование КН.** В задачу позиционирования входит обеспечение зависания КН над угловым отражателем на определенной высоте с заданными отклонениями от точки положения и направления излучения на плоскости.

Для поддержания направленного излучения РЛС на земле впереди углового отражателя устанавливается маломощный радиомаяк, а на борту КН размещается фазовый радиопеленгатор с двумя разнесёнными между собой приёмными вибраторными антеннами, который подключен через двухканальный приёмник к программно-реализованному цифровому фазометру.

Рабочую частоту радиопеленгатора целесообразно выбрать в районе  $f_0 = 2,5 \text{ ГГц}$ , а радиомаяка  $f_0 \pm \Delta f_0 = 2,5 \pm 0,1 \text{ ГГц}$  с модуляцией по амплитуде и измерением фазы на частоте модуляции.

Частота коммутации должна быть выбрана из условия превышения её длины волны удвоенной высоты подвеса КН  $\lambda_0 > 2h_{mx}$ , что снимает проблему неоднозначности фазовых измерений.

Погрешность измерения высоты определяется из соотношения

$$\Delta h = \frac{\Delta \varphi c}{2\pi F_k}, \quad (8)$$

где  $\Delta \varphi$  – ошибка измерения фазы;  $c$  – скорость света;  $F_k$  – частота коммутации диаграммы направленности.

Для примера: при  $\Delta \varphi = 1^\circ = 1/57 \text{ рад}$ ;  $h_{mx} = 200 \text{ м}$ ;  $F_k = \frac{c}{2h_{mx}} = 200 \text{ кГц}$ ;  $\Delta h = 0,7 \text{ м}$ .

Поскольку ожидаемое время работы КН без подзарядки аккумуляторов порядка 30 мин, то в комплекс обнаружителя должны входить два аппарата КН, периодически сменяемых для подзарядки.

## ДИАГНОСТИКА МАГИСТРАЛЬНЫХ ТРУБОПРОВОДОВ МЕТОДОМ РАДИОЛОКАЦИИ

М. Г. Меренков, Г. Я. Шайдуров

*Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 13а*

Рассматривается метод дистанционного обнаружения дефектов и мест несанкционированной откачки в магистральных трубопроводах с применением метода узкополосной радиолокации, основанного на дистанционной регистрации частот вибраций трубопровода.

В настоящее время основным способом транспортировки нефтепродуктов в России является магистральные трубопроводы. Трубопроводы имеют сложную конструкцию, на которую в процессе эксплуатации воздействуют внутренние и внешние силы. В связи с этим дефектоскопия играет немаловажную роль для безаварийной эксплуатации.

Дефектоскопия магистральных трубопроводов является важным аспектом производственного процесса транспортировки углеводородного сырья. Она позволяет оценить состояние трубы, предотвратить поломки на начальной стадии. Широко распространена внутритрубная дефектоскопия, основанная на регистрации магнитного поля и регистрации прочности сварных швов ультразвуковым методом с использованием специальных измерительных устройств, перемещаемых внутри трубы. Общим недостатком внутритрубных дефектоскопов является низкая скорость обследования, высокая стоимость работ, необходимость вмешательства в процесс перекачки продукта.

Для минимизации недостатков рассмотрим потенциальные возможности системы радиолокационной диагностики (рис. 1), работающей в узкополосном режиме с периодической коммутацией диаграммы направленности передающей антенны [1].

Система состоит из БПЛА 1 самолётного типа, управляемого винтом 5, хвостовыми рулями высоты и курса полета 2; на его крыльях расположены две фазированные антенные решётки (ФАР) с горизонтальными электрическими вибраторами 3, 4, соединённые высокочастотным кабелем 6 с сумматорами радиосигналов 7, 8, выходы которых через циркуляторы 9, 10 подключены через коммутатор 11 и передатчик 13 к генератору несущей частоты 14, а также через коммутатор 11 к генератору частоты коммутации 12.

Приёмные выходы циркуляторов подсоединены через электронные ключи 15, 16 к сумматору сигналов 17, подключённому по выходу к амплитудному детектору 18.

Выходы амплитудного детектора 18 подключены к трём полосовым фильтрам (ПФ), настроенным соответственно на частоту коммутации 19, частоты нормально работающего трубопровода 23 и вибрации дефекта 22. При этом выход полосового фильтра 19 подключён через фазовый детектор 20 к рулевой машине управления высотой полёта БПЛА 21, выход ПФ 23 подключены к рулевой машине управления курсом полета 24, выход ПФ 22 через МК 25 подсоединён к устройству флэш-памяти 26, ко второму входу которого подсоединён выход навигационного приёмника 27.

На рис. 2 изображена схема облучения поверхности земли 29 и трубопровода 32 симметричными относительно друг друга радиолучами 30, 31 с равносигнальной зоной 33 и фронтом радиоволны 28.

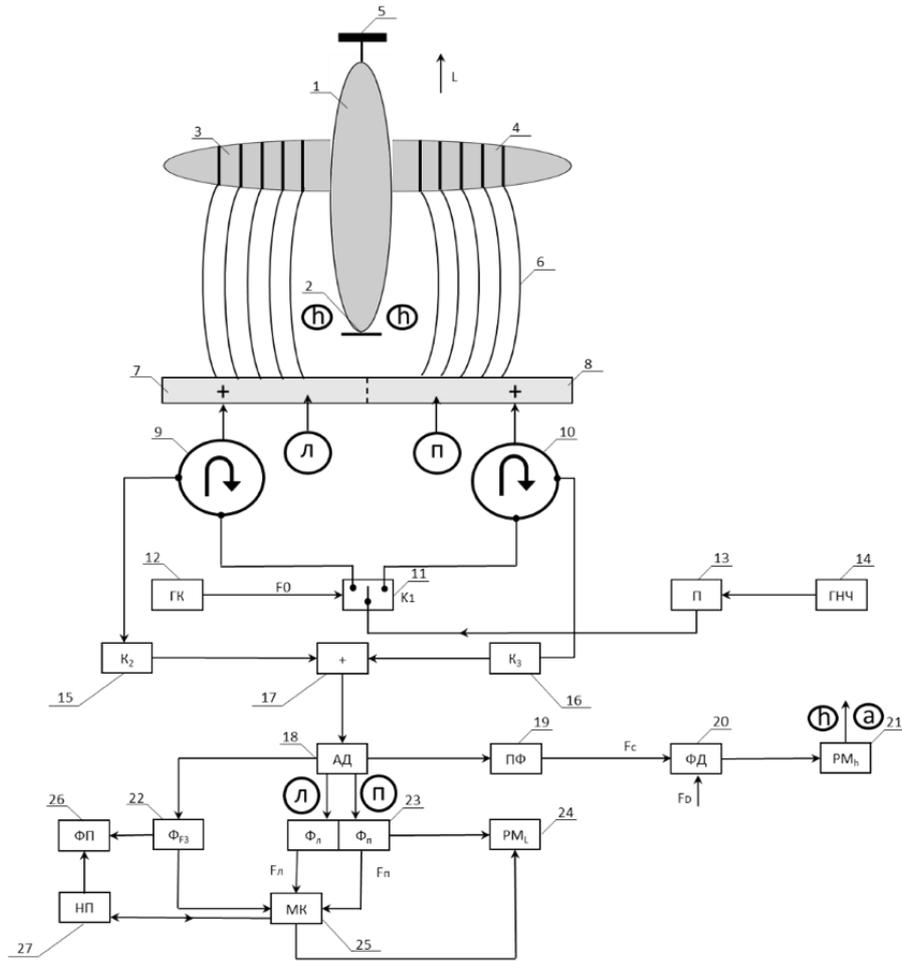


Рис 1. Структурная схема системы для дистанционного обследования трубопровода

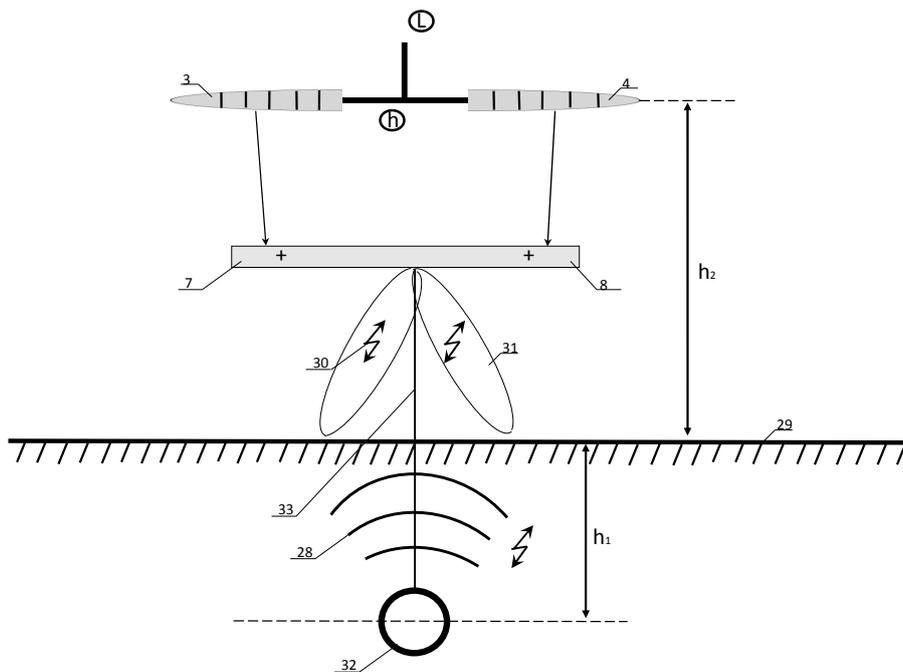


Рис. 2. Схема облучения поверхности земли

Система работает следующим образом: после запуска БПЛА в направлении трубопровода микроконтроллер 25 включает передатчик РЛС 13, синхронизируемый по несущей частоте генератором 14. Коммутатор 11 поочередно переключает передающие входы циркуляторов 9, 10 на левую или правую ФАР 7, 8, которые формируют две смещённые в вертикальной плоскости диаграммы направленных радиолучей 30, 31 так, что при смещении курса полета БПЛА вправо или влево от линий положения трубы, рулевая машина 24 выравнивает смещение БПЛА относительно равносигнальной зоны 33. Текущая высота полета БПЛА определяется по разности фаз частоты коммутации радиосигнала и опорной частоты  $F_0$ , поступающей на ФД 20 от генератора частоты коммутации 12. При появлении на выходе полосового фильтра 19 сигнала частоты вибраций дефекта трубы время и координаты вибраций запоминаются во флэш-памяти 26 с помощью навигационного приемника ГЛОНАСС/GPS 27.

Собственные частоты колебаний замкнутой цилиндрической оболочки, нагруженной внутренним и внешним давлением с учётом внутреннего потока жидкости, определяется с помощью уравнения

$$\omega_{mn}^2 = \frac{\lambda_n^4 + m^4(m-1)(m^2-1+P_x) + M_{mn}^x u^2 h_x \lambda_n^2}{RhP_x(\lambda_n^2 h_x + m^4 + m^2) - M_{mn}^x r^2}, \quad (1)$$

где  $M_{mn}^x$  – присоединённая масса жидкости в трубе;  $M_{mn}^x = -\rho_{ж} \Phi_{mn} m^4$ ;

$\Phi_{mn} = \frac{I_m(\lambda_0)}{\lambda_0 I_m^x(\lambda_0)}$ ;  $\lambda_0 = \frac{h\pi R}{L}$ ;  $I_m(\lambda_0)$  – модифицированная функция.

По расчётам (1), частота собственных колебаний стального безнапорного трубопровода длиной  $L = 8R$  при диаметре 1 220 мм и толщине 25 мм оценивается как ~140 Гц.

Математическое моделирование трубопровода с внутренним потоком нефти через уравнение Навье-Стокса дало оценку собственной частоты колебаний трубопровода длиной 10 м и диаметром 1 м равной примерно 300 Гц.

Моделирование неоднородностей в стенке трубы в виде небольшого отверстия диаметром 2 мм и надрезов показало смещение этих частот на 2–4 Гц, которое трудно диагностировать дистанционно.

По этой причине за основу такой диагностики целесообразно положить вибрации трубы за счёт истечения жидкости или газа под высоким давлением порядка 80 атм.

В этом случае приближенно можно оценивать частоту вибрации, определяемую давлением, скоростью истечения продукта и диаметром отверстия  $D$ . В районе отверстия создается зона Френеля с длиной волны порядка  $\lambda_a \approx 2D$ .

Если представить дефект в виде отверстия в районе шва диаметром 10 мм, то частота вибрации, вызванной истечением струи продукта, определяется как

$$F = \frac{V_3}{2D} = \frac{1500}{2 \cdot 10^{-2}} = 75 \text{ кГц},$$

здесь  $V_3$  – скорость звука в нефти.

При истечении газа эта частота снизится до 15 кГц.

Поскольку частоты вибраций дефекта и места несанкционированной откачки нефти  $F_d, F_n > 10$  кГц существенно выше, чем частоты вибраций бездефектной трубы, то сигналы дефектов выделяются на фоне нормально работающего трубопровода.

При скорости ультразвука в нефти  $v = 1500$  м/с и диаметре отверстия в металле трубы  $\delta = 1$  мм время прохождения струи жидкости составляет

$$T = \frac{2\delta}{v} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^3} = 1,3 \text{ мкс.}$$

Частота генерации звука на отверстии приближено оценивается как  $F_d = \frac{1}{T} = 800 \text{ кГц}$ . Физической основой работы дефектоскопа является фазовая модуляция радиосигнала РЛС вибрациями поверхности стенки трубы.

Оценим требуемую мощность передатчика РЛС при заданных высотах полёта БПЛА над поверхностью земли  $h_1$ , глубины положения трубы  $h_2$ . Глубина фазовой модуляции радиосигнала вибрациями трубы амплитудой  $\delta$  может быть определена как

$$m_\phi = 2\pi f \frac{\delta}{c_1}, \text{ рад,} \quad (2)$$

где  $c_1$  – скорость распространения радиоволн в покрывающем трубу грунте,  $f$  – рабочая частота РЛС.

$$c_1 = \frac{c}{\sqrt{n}} \approx \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}, \quad (3)$$

где  $n$  – коэффициент преломления в грунте,  $\epsilon \approx 9$  – относительная диэлектрическая проницаемость.

В случае малого коэффициента модуляции фазы коэффициент амплитудной модуляции можно оценить как  $m_A \approx m_\phi$ , при этом напряжение сигнала на входе амплитудного детектора запишем как

$$U(t) = U_{m_j} \sin(2\pi F_B t + \phi_0) \sin(2\pi f + \phi_n) \sin(2\pi F_K + \phi_k), \quad (4)$$

где  $F_K$  – частота коммутации лучей антенны,  $f$  – несущая частота РЛС,  $F_B$  – частота вибрации.

После амплитудной демодуляции на выходе детектора получим

$$U_F(t) = U_{m_j} \sin(2\pi F_B t + \phi_0). \quad (5)$$

Используя уравнение радиолокации, найдем требуемую мощность передатчика

$$P_{\Pi} = \frac{q P_{\text{ш}} (4\pi)^2 (h_1 + h_2)^4}{S_{\text{пр}} Q_T e^{-2\alpha h_1}}, \quad (6)$$

здесь  $q = \frac{1}{m_\phi^2} = 0,25 \times 10^{10}$  – требуемое отношение сигнал / шум на входе приёмника;

$m_\phi = 2\pi f \frac{\delta}{c_1} = 210^{-5} \text{ рад} = 0,1^\circ$ ;  $P_{\text{ш}} = k T_K^0 \Delta f$  – мощность теплового шума;

$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ Дж/К}$ ;  $T_K \approx 300^\circ \text{ Кельвина}$ ;  $\Delta f = 10^3 \text{ Гц}$  – полоса шумов;

$S_{\text{пр}} = 0,5 \text{ м}^2$  – эффективная площадь ФАР;

$Q = 4\pi \frac{S_{\text{пр}}}{\lambda^2} = 28$  – коэффициент направленности действия ФАР;  $\lambda$  – длина волны;

$\sigma_T = \frac{2\pi}{\lambda_r} R_T L_9^2 = 86 \text{ м}^2$  – эффективная поверхность рассеивания радиоволны цилиндром

трубы;  $\lambda_r = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}} = 0,3 \text{ м}$  – длина волны в грунте;  $R_T = 0,5 \text{ м}$  – радиус трубы;

$L_9 = 3 \text{ м}$  – эффективная длина участка трубы, облучаемого РЛС;

$\alpha = \sqrt{\frac{\omega_0}{2}}$  – коэффициент поглощения радиоволн;  $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  – магнитная проницаемость воздуха;  $\omega_0 = 2\pi f$  – несущая частота РЛС, длина волны которой должна быть сопоставима с глубиной слоя скин-эффекта в окружающем трубу грунте.

Для примера примем  $\lambda = 1$  м или  $f = 300$  МГц.

Дадим численную оценку мощности по (6) при следующих прочих параметрах:  $h_1=20$  м;  $h_2=1,5$  м;  $\delta = 1$  мкм  $=10^{-6}$  м;  $\varepsilon = 9$ ;  $e^{-2\alpha h_2} = 0,05$ ;  $\sigma = 10^{-3}$  Сим/м – электропроводность грунта.

Подстановка в (6) дает  $P_{\pi} = 0,2$  Вт.

Таким образом, при мощности передатчика РЛС 0,2 Вт на частоте 300 МГц возможна регистрация вибраций трубы с амплитудой  $\delta = 1$  мкм.

Навигационное обеспечение полета БПЛА производится с использованием на борту приёмника космических систем ГЛОНАСС/*GPS*, а определение курса полёта вдоль положения трубопровода – путём измерения отклонения линии полёта равносигнальной зоны РЛС при коммутации диаграммы направленности антенн.

Высота полёта определяется с помощью измерения разности фаз между опорными сигналами частоты коммутации и выделенным из принятой после демодуляции сигнала этой частоты с помощью полосового фильтра.

Точность определения высоты полёта, согласно (2), определяется погрешностью цифрового фазометра  $\Delta\varphi$ . Так при погрешности в один градус ошибка в измерении высоты полёта определяется через соотношение

$$\Delta\varphi_{\text{рад}} = 2\pi F_{\text{к}} \frac{\Delta h}{c} \quad (7)$$

или

$$\Delta h = \frac{\Delta\varphi c}{2\pi F_{\text{к}}} \quad (8)$$

где  $c$  – скорость света;  $F_{\text{к}}$  – частота коммутации; выбирается так, чтобы длина волны сигнала этой частоты  $\lambda_{\text{к}}$  превышала двойную высоту полёта БПЛА  $h_1 - \lambda_{\text{к}} > 2h_1$ .

Так при  $h_1 = 20$  м и частоте коммутации  $F_{\text{к}} = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{40} = 7,5$  МГц, погрешность измерения высоты полёта составит  $\Delta h = 1$  м.

Основными преимуществами новой системы перед внутритручными и поверхностными дефектоскопами являются:

- высокая скорость обследования;
- бесконтактность;
- низкая стоимость обследования.

### Список литературы

1. Дмитриев А. В. Исследование частоты свободных колебаний для трубопроводов с различными физикомеханическими свойствами материала // Интернет-журнал «Транспортные сооружения». – 2020. – № 1 <https://t-s.today/PDF/04SATS120.pdf> (доступ свободный). DOI:10.15862/04SATS120.
2. Шайдуров Г. Я. Патент РФ № 2797828, G01S 3/38, G01S 7/35, опубли. 27.07.2022.
3. Чмых М. К. Цифровые фазометры. М.: Радио и связь, 1993. – 174 с.

# СШП ИМПУЛЬСНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ С БОРТА БПЛА

К. В. Музалевский

*Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук –  
обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН,  
660036 г. Красноярск, Академгородок, 50, строение 38  
E-mail: rsdkm@ksc.krasn.ru*

В ходе экспериментов с 12 июня по 28 сентября 2022 г. подтверждена достижимость практически значимой точности дистанционного зондирования объёмной влажности почвы тестовых участков в поверхностном слое почвы толщиной 6–7 см со среднеквадратическим отклонением менее 4 % (относительно контактных измерений *in-situ*). Дистанционное зондирование тестовых участков осуществлялось сверхширокополосными (СШП) импульсами (длительность 1,8 нс, средняя частота 731 МГц), которые синтезировались на основе спектральных измерений коэффициента отражения от входных зажимов логопериодической приёмно-передающей антенны с использованием векторного анализатора цепей.

Применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для дистанционного зондирования влажности почв на больших площадях с высоким пространственным разрешением, по-видимому, является наиболее перспективной экономически обоснованной технологией, которая в ближайшем будущем войдёт в роботизированные комплексы точного земледелия [1]. В настоящее время метод зондирования влажности почвы в надир сверхширокополосными (СШП) импульсами МГц диапазона с борта БПЛА [2] представляется наиболее перспективным. Однако, в настоящее время остаются слабо изученными вопросы об оценке глубины зондирования влажности агропочв в МГц диапазоне частот, а также влияния мелкомасштабных неровностей поверхности агропочв на флуктуации регистрируемых амплитуд зондирующих СШП импульсов. В данной статье описаны результаты работ по дистанционному зондированию СШП импульсами МГц диапазона с платформы БПЛА (квадрокоптер) влажности почв различной степени шероховатости в естественных полевых условиях.

Три тестовых участка в районе г. Красноярск были выбраны для проведения дистанционных и контактных измерений влажности почвы с 12 июня по 28 сентября 2022 г. Для каждого тестового участка среднеквадратическое отклонение и длина корреляции высот неровностей поверхности почвы были измерены фотограмметрическим методом (*DJI AIR 2S*). В ходе экспериментов среднеквадратическое отклонение (СКО) высот неровностей поверхности почвы тестовых площадок варьировалось от 0,39 см до 1,73 см. Для большинства (порядка 70%) профилей высот неровностей поверхности почвы характерна экспоненциальная автокорреляционная функция. Длина корреляции высот неровностей поверхности почвы тестовых площадок варьировалась от 4,1 см до 11,7 см. Для каждого тестового участка среднее значение влажности почвы измерялось датчиком *Decagon GS3* в слое 6–7 см (усреднение выполнялось по 30–80 равномерно распределенным точкам на площади 3×6 м).

СШП моностатический рефлектометр был собран с использованием портативного векторного анализатора цепей (ВАЦ) *SABAN R60* (ООО «Планар», г. Челябинск) и логопериодической антенны (ЛПА) на диэлектрической подложке (полоса пропускания 427 МГц–1,01 ГГц по уровню минус 10 дБ). ЛПА закреплена на БПЛА так, что максимум диаграммы направленности ориентирован в надир. СШП рефлектометр располагался на квадрокоптере (рама *Tarot 650*), снабжённом лазерным дальномером *LIDAR-Lite v3* (ошибка измерения расстояния – 2,5 см до высоты 40 м) (рис. 1). Конструкция ЛПА, состоящая из двухпроводной линии с симметричными

вибраторами, не позволяет при ударном или сверхширокополосном непрерывном возбуждении сформировать излучаемый импульс, содержащий несколько колебаний поля [3]. В работе [4] была предложена методика калибровки антенно-фидерного тракта, позволяющая в присутствии конструкции БПЛА, сформировать ЛПА СШП импульсы наносекундной длительности, содержащих лишь 1–1,5 периода колебания поля. Суть методики состоит в минимизации амплитудно- и фазо-частотных искажений, вносимых антенно-фидерным трактом в ходе приёма-передачи импульса. Длительность и средняя частота синтезированного зондирующего импульса составила 1,8 нс (по уровню половины амплитуды огибающей) и  $f_0 = 731$  МГц, соответственно (рис. 2).



Рис. 1. Внешний вид БПЛА радара

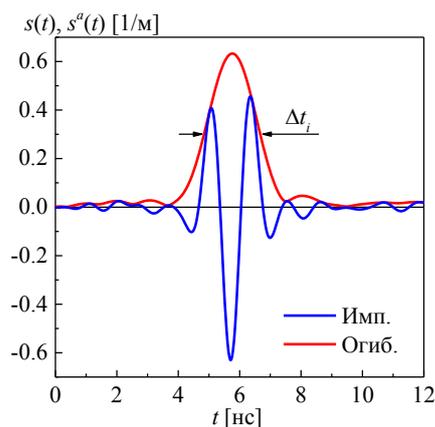


Рис. 2. Огибающая и временная форма синтезированного СШП импульса. Расстояние между фазовым центром антенны и отражающим металлическим экраном примерно 87 см

Предложенный способ калибровки также позволяет проводить импульсные измерения модуля коэффициента отражения  $|R_s(f_0)|$  электромагнитной волны на средней частоте  $f_0$  зондирующего импульса:  $|R_s(f_0)| = 2d_{LR} \cdot s^a(d_{LR})$ . Здесь  $d_{LR}$  – это расстояние от фазового центра антенны до отражающей поверхности, измеренное лазерным дальномером,  $s^a(d_{LR})$  – это амплитуда огибающей импульса, измеренная на высоте  $d_{LR}$ .

В качестве примера на рис. 3 приведены значения  $s^a$  и время распространения импульсов  $t_d$  в зависимости от высоты положения фазового центра антенны над металлическим экраном. При различной высоте зависании БПЛА над металлическим экраном измеренный модуль коэффициента отражения близок к единице  $|R_{ref}(f_0)| = 1,017 \pm 0,005$  (относительно единицы абсолютная погрешность в среднем составила около 2 %, а максимальная абсолютная погрешность составляет 11 %). Время задержки с коэффициентом детерминации 0,999 линейно пропорционально высоте  $d_{LR}$ , измеренной лазерным дальномером.

На каждой из тестовых площадок временные формы и огибающие СШП зондирующих импульсов (аналогично см. рис. 3, красные символы), отражённых от почвенного покрова при различной высоте зависания БПЛА ( $d_{LR} = 1,01m$  до  $d_{LR} = 5,11m$ ) были измерены и средние значения модулей коэффициента отражения были найдены.

Рис. 4 показывает зависимости экспериментально измеренных модулей коэффициентов отражения  $|R^{meas}(f_0)|$  в зависимости от объёмной влажности почвы  $W$ , измеренной на тестовых участках. Наблюдаемая влажностная зависимость модуля

коэффициента отражения (см. рис. 4) хорошо описывается моделью:  $R^{th}(f_0, W) \approx \frac{1 - \sqrt{\epsilon_s}}{1 + \sqrt{\epsilon_s}}$ , где  $\epsilon_s = \epsilon_s(f_0, \rho_d, C, W)$  – это комплексная диэлектрическая проницаемость (КДП) почвенного покрова,  $\rho_d = 0,98 \text{ г/см}^3$  – это плотность сухого сложения почвы,  $C = 37,8 \%$  – это весовое содержание глинистой фракции. КДП почвенного покрова рассчитывалась на основе диэлектрической модели Миронова [5]. На основе данной простой модели решена обратная задача о восстановлении влажности почвы с СКО  $< 4 \%$  и  $R^2 \sim 0,7$ . Информативными признаками выступали значения  $|R^{meas}(f_0)|$  и  $|R^{th}(f_0, W)|$  (см. рис. 4).

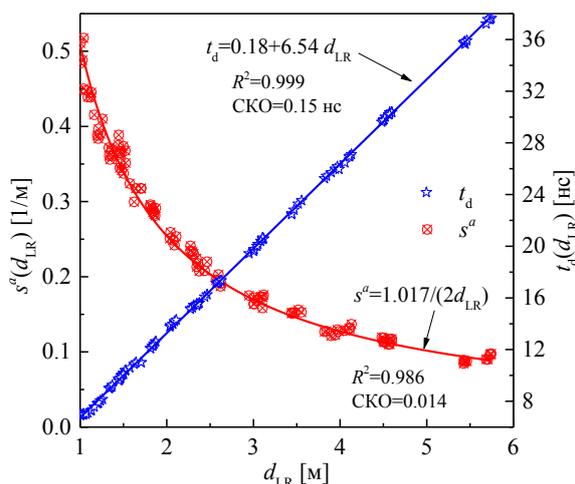


Рис. 3. Время распространения  $t_d$  и максимум огибающей  $s^a(d_{LR})$  синтезированного СШП импульса, отражённого от металлического экрана (латунной сетки), при различной высоте  $d_{LR}$  положения фазового центра антенны над экраном.

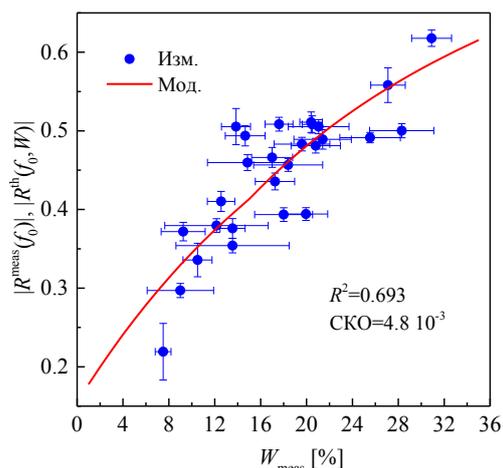


Рис. 4. Модуль коэффициента отражения, измеренный БПЛА рефлектометром, в зависимости от влажности почвы, измеренной *in-situ*.

Хорошее соответствие между значениями влажности почв, найденных из дистанционных наблюдений и измеренных контактным методом *in-situ*, позволяют судить о порядке толщины поверхностного слоя зондирования не менее, чем 6–7 см (на частоте 731 МГц) в среднем для всех видов профилей влажности, степени и вида шероховатости поверхности почвенных покровов, складывавшихся на тестовых участках в ходе экспериментов. В диапазоне частот зондирующего импульса от 456 МГц до 1 014 МГц можно пренебречь влиянием диффузного рассеяния волн на случайных неровностях поверхности почвенного покрова тестовых участков (СКО высот неровностей  $< 2 \text{ см}$ ) в пределах указанной выше погрешности восстановления влажности почвы.

### Список литературы

1. Zaman Q. et al., “Precision Agriculture Evolution, Insights and Emerging Trends,” Academic press, Elsevier, 2023, 260 p.
2. Di Mauro A. et al., “Instrumentation and Measurement Technologies for Water Cycle Management,” Springer Water, 2022, 599 p.
3. Yarlequé M. A. et al., “FMCW GPR radar mounted in a mini-UAV for archaeological applications: First analytical and measurement results,” International

Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Verona, Italy, 2017, pp. 1646–1648.

4. Muzalevskiy K., "LPDA Calibration Using an UAV for Synthesizing UWB Impulses," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, vol. 22, no. 9, pp. 2140–2144.

5. Mironov V. L., Bobrov P. P. and Fomin S. V., "Dielectric model of moist soils with varying clay content in the 0.04 to 26,5 GHz frequency range," International Siberian Conference on Control and Communications, Krasnoyarsk, Russia, 2013, pp. 1–4.

6. Brakhasi F. et al., "Towards soil moisture profile estimation in the root zone using L- and P-band radiometer observations: A coherent modelling approach," Science of Remote Sensing, 2023, vol. 7, № 100079.

## СЕКЦИЯ

### «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

---

#### ВЫБОР СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

Ф. В. Зандер<sup>1</sup>, А. К. Дашкова<sup>1</sup>, А. В. Селиванов<sup>1</sup>, В. А. Комаров<sup>1, 2</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

<sup>2</sup>Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва  
662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52  
E-mail: ADashkova@sfu-kras.ru

Целью работы являлось исследование и оценка эффективности применения двух видов сигнально-кодовых конструкций – узкополосных (*XNB*) и широкополосных (*LoRa*) в системах обмена информацией Интернета вещей с возможным использованием сети космических аппаратов на низкой околоземной орбите.

В последние годы технологии Интернета вещей (*IoT*) получили обширное распространение в различных сферах человеческой деятельности (промышленность, образование, здравоохранение, сельское хозяйство, торговля и пр.). Как известно, общая концепция создания *IoT* систем заключается в соединении различных видов электронных устройств и их интеграции в сеть с целью обеспечения их взаимодействия и/или сбора данных для решения определенных пользовательских задач.

Основным требованием, общим для всех устройств *IoT*, является необходимость подключения к сети. Как правило, такие устройства подключаются по беспроводному каналу к шлюзу, находящемуся в их зоне работы. В настоящее время для таких вариантов подключения разработаны и применяется несколько протоколов связи *Sigfox*, *LoRa*, *NB-IoT*, *XNB* и пр.

Необходимость развёртывания сетей Интернета вещей для обслуживания труднодоступных районов, где частично или полностью отсутствует наземная инфраструктура, необходимость повышения площади покрытия, пропускной способности, а также оперативности развёртывания и интеграции обусловили необходимость рассмотрения возможности создания сетей *IoT* на основе спутниковой группировки, находящейся на низкой околоземной орбите. В качестве основного сценария работы такой системы, как правило, рассматривается сценарий, в котором наземные устройства не координируются и не синхронизируются, то есть передают пакеты информации на космический аппарат в случайные моменты времени.

В этой связи ряд особенностей сигналов, формируемых и обрабатываемых по технологии *LoRa*, являются перспективными для использования в таких многоспутниковых системах передачи данных.

На сегодняшний день многие аспекты физического уровня *LoRa* (сигнально-кодовая конструкция, принципы синхронизации, модуляции, приёма и обработки сигналов) являются известными, однако, подробное алгоритмическое описание приемника *LoRa* на базе микросхем *Semtech* в открытых источниках отсутствует, так как является коммерческой тайной. Это, в свою очередь, может стать некоторым своего рода препятствием при создании гибкой полезной нагрузки многоспутниковых систем

на основе технологии программируемого радио. При этом, как известно, при прямой спутниковой связи на низкой околоземной орбите формируется доплеровский сдвиг, который может отрицательно влиять на производительность традиционных алгоритмов обнаружения, применяемых в наземных условиях приема [1].

В соответствии с вышеизложенным, на этапе формирования проектного облика многоспутниковой системы передачи данных *IoT* является актуальным иметь возможность экспериментальной отработки прототипов алгоритмического и программного обеспечения аппаратуры полезной нагрузки, а также экспериментальных исследований ключевых технических решений, положенных в основу концепции построения системы в целом.

В представленном докладе проводится обоснованный выбор сигнально-кодовой конструкции при сравнении применения двух возможных типов сигналов – узкополосного *XNB* и широкополосного *LoRa*.

На физическом уровне для передачи сигнала в сети *IoT* используется модуляция *DBPSK*. Дифференциальная *BPSK* (*DBPSK*) – это вариант, который совместим с некогерентными приёмниками (т. е. приёмниками, которые не синхронизируют генератор демодуляции с генератором модуляции). Дифференциальная *BPSK* кодирует данные, создавая определённый сдвиг фазы относительно предыдущего символа таким образом, чтобы схема демодуляции анализировала фазу символа, используя опорную точку, которая является общей и для приёмника, и для передатчика. Ширина полосы канала передающего устройства при этом составляет всего 100 Гц, при минимальном битрейте в 50 бод (рис. 1). Узкополосный сигнал в 100 Гц и высокая энергетика на каждый бит передаваемой информации обеспечивают превосходный энергетический потенциал канала связи (*link budget*) и высокую помехоустойчивость.

Использование в устройствах *IoT* качественных комплектующих с низким потреблением и высоким КПД позволяет добиться высокой энергоэффективности и длительного времени автономной работы устройств от батареи. А базовые станции нового поколения с оптимизированным запатентованным методом блочного кодирования и дополнительными математическими алгоритмами дают на приёме чувствительность до минус 154 дБм.

**Сложности использования узкополосного метода.** Высокие требования к стабильности кварцевого генератора традиционно являлись препятствием для использования узкополосных систем. Сегодня показатели точности коммерчески доступных кварцевых генераторов значительно улучшены, что даёт возможность использовать узкополосный подход с минимальными затратами на комплектующие, при значительной экономии имеющегося частотного ресурса.

Для отработки алгоритмов формирования и обработки сигналов на основе технологии *XNB* проводится моделирование следующих базовых операций:

- формирование пакета данных;
- формирование *DBPSK* сигнала, модулированного пакетом данных;
- демодуляция *DBPSK* сигнала;
- алгоритм извлечения данных из принятого сигнала.

Результаты моделирования показали возможность применения сигналов технологии *XNB* для передачи данных, но также показали и их сравнительно низкую помехозащищённость. Поэтому применение их для межспутниковых систем передачи данных требует дальнейшего исследования и натурных экспериментов.

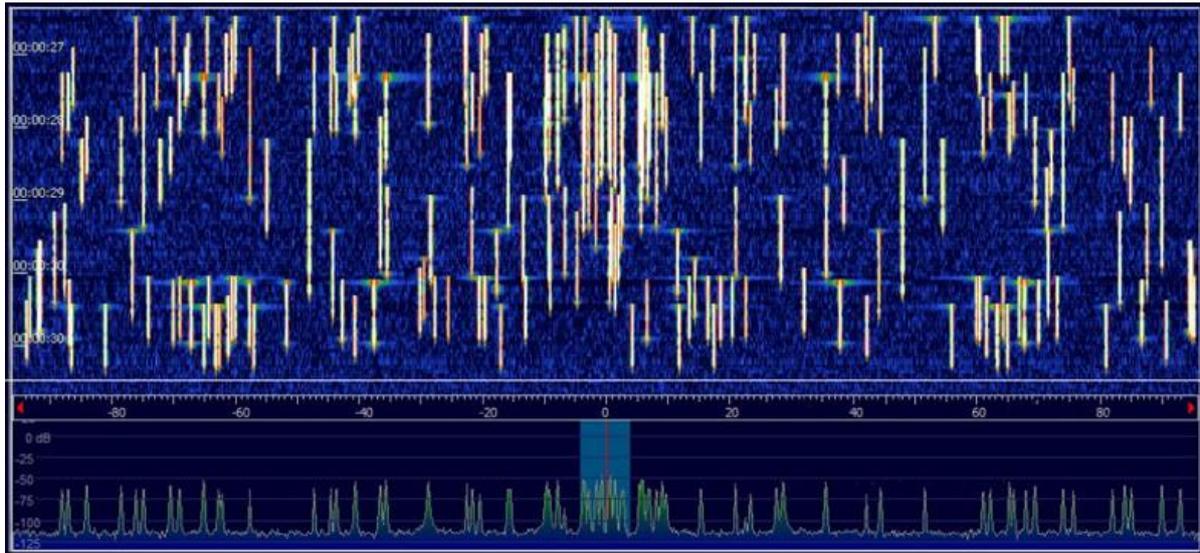


Рис. 1. Спектр передатчика сигналов *XNB* в полосе частот

Радиоимпульсные ЛЧМ-сигналы, являющиеся основой для технологии *LoRa*, относятся к сложным сигналам с большой базой  $B = \Delta f \cdot \tau_{\text{и}} \gg 1$ . Особенностью таких сигналов является возможность сжатия их по времени в приёмных устройствах с помощью согласованных с ними фильтров. В результате достигается высокая энергия излучения, свойственная длинному импульсу, и высокое разрешение целей по дальности, свойственное коротким сжатым радиоимпульсам [2; 3].

При разработке беспроводных сетей определяющее значение имеет максимальная дальность радиосвязи, позволяющая обойтись без дополнительных ретрансляторов сигнала, тем самым сокращая затраты и упрощая топологию. Основным параметром, характеризующим общую производительность системы в целом, является бюджет канала связи, который формируется из суммы чувствительности приёмника и выходной мощности передатчика. Мощность лимитирована регламентирующими стандартами, поэтому очевидным путем улучшения дальности связи становится повышение чувствительности приёмника. Превосходная чувствительность (до минус 148 дБм) – ключевая характеристика *LoRa*-устройств, достигаемая благодаря применению одноименного метода модуляции.

Этот способ модуляции предполагает использование технологии расширения спектра, при которой данные кодируются широкополосными ЛЧМ-импульсами с частотой, увеличивающейся или уменьшающейся на некотором временном интервале. В отличие от технологии прямого расширения спектра такое решение делает приёмник устойчивым к отклонениям частоты от номинального значения и упрощает требования к тактовому генератору.

С учётом максимальной разрешенной выходной мощности отдельных трансиверов бюджет канала связи составляет 168 дБ, что позволяет организовать гарантированную линию связи на расстояниях до 15 км в сельской местности и до 5 км в условиях плотной городской застройки. Для сравнения: максимально возможная дальность передачи данных с использованием *GFSK*-модуляции составляет не более 1–2 км.

ЛЧМ, используемая в *LoRa*, преобразует каждый символ данных в ЛЧМ-импульс «*chirp*», который представляет собой сигнал, частота которого линейно увеличивается или уменьшается со временем. ЛЧМ также называется *сигналом развёртки*, и один

символ ЛЧМ проходит через полосу пропускания  $BW$  один раз. Когда мгновенная частота сигнала ЛЧМ достигает наивысшего значения, он завершается и начинается с самой низкой частоты.  $SF$  – самый важный параметр системы *LoRa*. Порядок модуляции определяется как  $M = 2^{SF}$ , что означает, что каждый символ несёт  $SF$  бит. В основной полосе каждый символ содержит  $M$  комплексных отсчётов, которые отправляются со скоростью, равной ширине полосы сигнала. Таким образом, продолжительность символа задается как

$$T_{sym} = \frac{M}{BW} = \frac{2^{SF}}{BW} \text{ (с)}.$$

$SF$  – коэффициент расширения спектра (изменяется в диапазоне от 7 до 12). Коэффициент расширения спектра ( $SF$ ) определяет разрядность символа данных (в битах), передаваемого через радиointерфейс за время  $T_{sym}$ .

Тогда частота ЛЧМ, то есть скорость, с которой частота сигнала изменяется во времени, может быть определена как

$$\mu = \frac{BW}{T_{sym}} = \frac{BW^2}{M} \text{ (Гц/с)}.$$

На рис. 2 представлен пример спектрограммы сигнала *LoRa*.

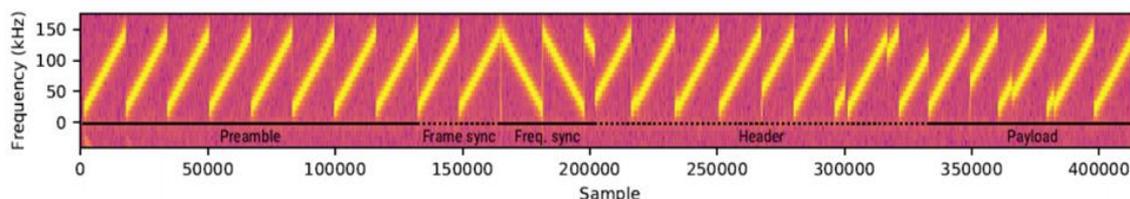


Рис. 2. Пример спектрограммы сигнала *LoRa* для  $SF = 11$ ,  $BW = 125$  кГц

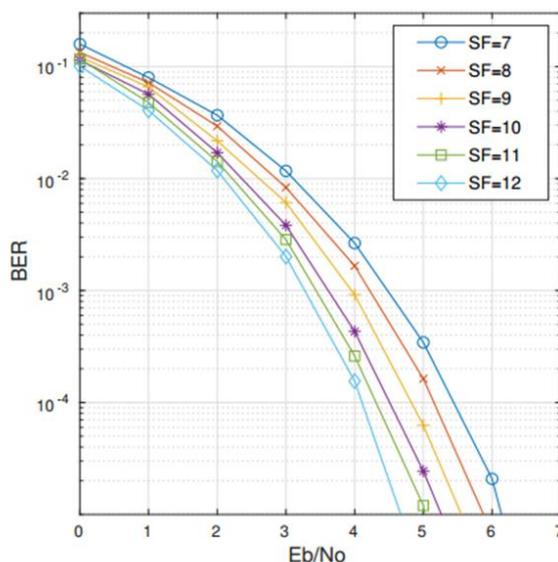


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум ( $E_b/N_0$ ) для некогерентной демодуляции ЛЧМ-сигнала для  $N = 2^{SF}$ , где  $SF = 7, \dots, 12$

На рис. 3 приведен результат расчёта зависимости вероятности символьной ошибки  $BER$  от отношения сигнал/шум для разных значений коэффициента расширения спектра  $SF$ .

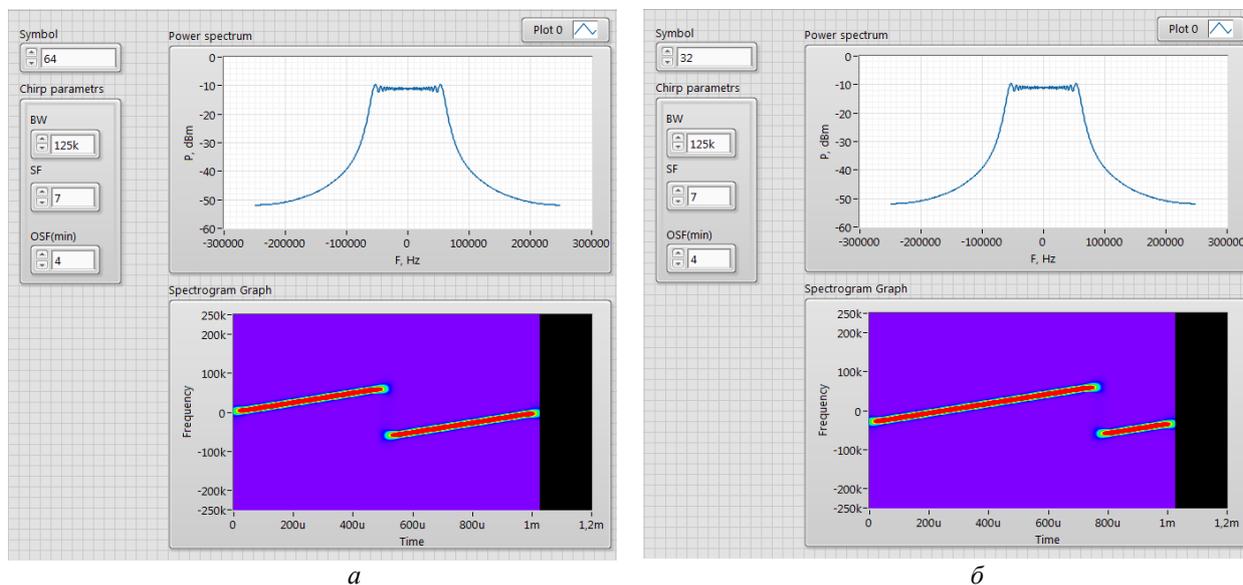


Рис. 4. Спектр мощности и спектрограмма синтезированной комплексной огибающей ЛЧМ-сигнала:  
 $a$  – «symbol» = 64;  $b$  – «symbol» = 32

Проведённое моделирование как процесса формирования, так и демодуляции сигналов *LoRa* также показали эффективность применения технологии *LoRa* для создания сетей Интернета вещей.

Выше, на рис. 4 приведены результаты предварительного прототипирования программного обеспечения и проведённых экспериментальных исследований на платформе ВЧ прототипирования типа *SDR-LW-X310*.

### Список литературы

1. Seller O. and Sornin N., “Low complexity, low power and long range radio receiver,” European Patent 3 264 622, July 1, 2016.
2. Bernier C., Dehmas F., and Deparis N., “Low complexity LoRa frame synchronization for ultra-low power software-defined radios,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 5, pp. 3140–3152, May 2020.
3. Глинченко А. С., Комаров В. А. Компьютерные спектральные измерения параметров сигналов: монография. Красноярск: ИПК СФУ, 2010. – 135 с.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ МОДЕМА СПУТНИКОВОГО РАДИОКАНАЛА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

А. В. Луферчик<sup>1</sup>, Д. Ю. Коцан<sup>1</sup>, И. Е. Бурлаков<sup>2</sup>, Н. А. Воробьев<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: Denis.kocan@mail.ru

До недавнего времени в модемах систем спутниковой связи в качестве помехоустойчивых кодов чаще всего применялись свёрточные коды, в том числе в сочетании с кодами Рида-Соломона. Сравнительно недавно стали использоваться блочные турбо-коды-произведения (ТРС) и свёрточные турбо-коды (ТСС), а также коды с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC). В статье исследуется модем с каскадным кодированием *BCH+LDPC* для фазовой модуляции *8-PSK* спутникового радиоканала миллиметрового диапазона волн.

Системы спутниковой связи (ССС) развиваются весьма быстрыми темпами, вследствие чего выделенные для ССС диапазоны частот 6/4 и 14/12 ГГц в настоящее время оказались практически полностью занятыми. Поэтому весьма актуальна задача освоения диапазона миллиметровых волн (ММВ) для спутниковой связи [1]. Перспективность станций спутниковой связи миллиметрового диапазона обусловлена, прежде всего, широкими полосами выделенных частот. Узкие диаграммы направленности антенн ММВ способствуют скрытности связи и ослаблению интерференционных помех, а большой коэффициент усиления – уменьшению мощности передатчиков и массогабаритных характеристик ретранслятора космического аппарата.

Основным недостатком спутникового радиоканала миллиметрового диапазона является большая зависимость от погодных условий (дождь, туман, снег). Для снижения указанного негативного воздействия предлагаются адаптивные механизмы, динамически меняющие в зависимости от погодных условий скорость передачи данных, тип кодирования, модуляцию и мощность сигнала [2].

**Цель работы:** проанализировать помехоустойчивость системы связи, использующую каскадное кодирование *BCH+LDPC* для сигналов с *8-PSK*, *APSK-16* и *APSK-32* с широким набором скоростей.

**Помехоустойчивое кодирование согласно стандарту ETSI EN 302 307-01.** Подсистема помехоустойчивого кодирования должна осуществлять внешнее кодирование (*BCH*), внутреннее кодирование (*LDPC*) и перемежение бит. Входящий поток состоит из кадров немодулированного сигнала (*BBFRAMEs*), выходной – из кадров немодулированного сигнала, обработанного помехоустойчивым кодом (*FECFRAMEs*).

Каждый кадр *BBFRAME* (длиной  $K_{bch}$  бит) должен быть обработан подсистемой помехоустойчивого кодирования для получения кадра *FECFRAME* ( $n_{ldpc}$  бит). Биты проверки на чётность (*BCHFEC*) внешнего систематического *BCH* кода должны дописываться после кадра *BBFRAME*, а биты проверки на чётность (*LDPCFEC*) внутреннего *LDPC* кода должны дописываться после поля *BCHFEC*, как показано на рис. 1.

**Системная модель.** В программном обеспечении *SIMULINK* [3] промоделируем модем спутниковой системы связи миллиметрового диапазона волн с каскадным кодированием – *BCH+LDPC* для сигналов с *8-PSK*, *APSK-16* и *APSK-32* [4] (рис. 2).

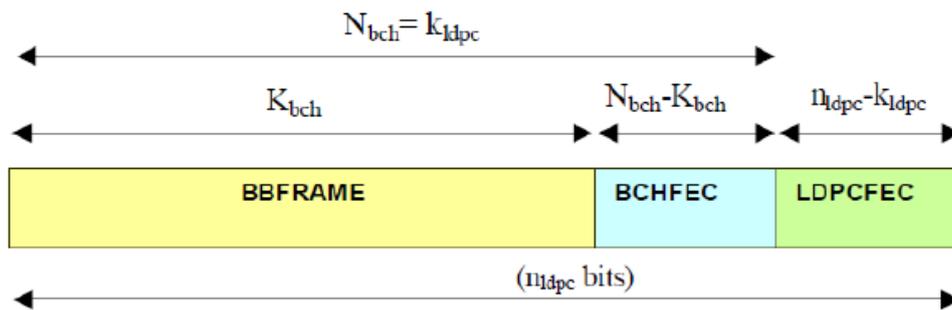


Рис. 1. Формат данных перед перемежением бит

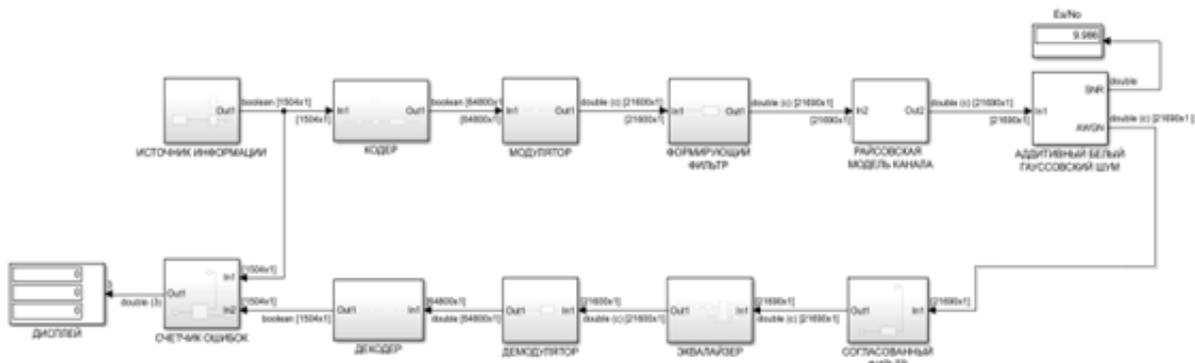


Рис. 2. Структурная схема модели в SIMULINK

Модель модема в SIMULINK включает в себя следующие блоки.

Блок «Источник информации» состоит из блока «Bernoulli Binary Generator», который формирует данные, представляющие из себя битовый поток, поступающие на вход кодера.

Блок «Кодер» (рис. 3) состоит из блоков «BBFRAME Buffering», необходимого для формирования кадра из 38688 информационных бит и подачи его на вход блоков кодирования BCH и LDPC, которые осуществляют кодирование в соответствии с описанным в стандарте DVB-S2 методом [5].

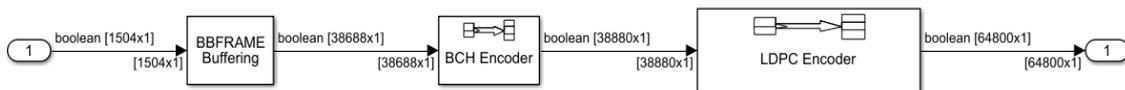


Рис. 3. Структурная схема блока КОДЕР в SIMULINK

Блок «Модулятор» порождает множество непрерывных сигналов конечной длительности кодера в этом множестве сигнала. Для схем двоичной модуляцией по каждому выходному символу кодера выбирается один из двух возможных сигналов. Параметры с кодера бинарным знаком, которые представляют целые числа между 0 и  $M - 1$ .  $M$  является порядком модуляции и равен 8, 16 и 32 для модуляций 8-PSK, APSK-16 и APSK-32. При фазовой манипуляции сигнала 8-PSK возможны восемь вариантов синхронизации и аналогично для амплитудной фазовой манипуляции APSK-16 и APSK-32.

Блок «Спектра формирующий фильтр» включает в себя «*Raised Cosine Transmit Filter*», который формирует спектр с характеристикой типа «корень из приподнятого косинуса» с коэффициентом сглаживания  $\beta = 0,35$ .

Блок «Райсовская модель канала» состоит из блока «*SISO Fading Channel*», с помощью которого моделируется динамическое изменение сигнала при прохождении через осадки.

Блок «Аддитивный белый гауссовский шум» состоит из блока «*AWGN*», с помощью которого в модели устанавливается необходимое отношение мощности сигнала к мощности шума.

Блок «Согласованный фильтр» состоит из блока «*Raised Cosine Receive Filter*», который является оптимальным фильтром «корень из приподнятого косинуса» с коэффициентом сглаживания  $\beta = 0,35$ .

Блок «Эквалайзер» состоит из блоков «*LMS Linear Equalizer*», «Обучение» и «Управление», которые обеспечивают выравнивание частотной характеристики, символической синхронизации и поиска начала кадра (рис. 4).

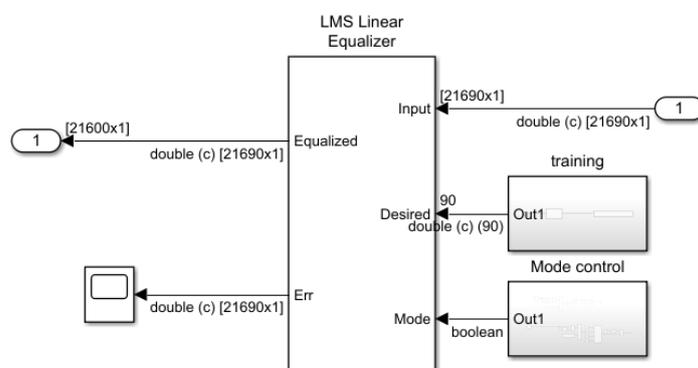


Рис 4. Структурная схема блока ЭКВАЛАЙЗЕР в SIMULINK

Блок «Демодулятор» состоит из блока «Демодулятор», необходимых для наблюдения принятого сигнала  $S(t)$ ; оценивает, какой из возможных символов был передан. Вероятность того, что эта оценка окажется правильной, зависит от отношения мощности сигнала к мощности шума в используемой полосе частот, от искажения сигнала, вызываемого фильтрацией и нелинейными эффектами, и от используемой схемы демодулятора 8-PSK, APSK-16 и APSK-32.

Блок «Декодер» состоит из блоков декодеров «*LDPC*», «*BCH*» и блока «*BBFRAME Unbuffering*». Операция, осуществляемая декодером, обратная операции кодера. Поскольку последовательность символов, поражаемая демодулятором, может содержать ошибки, декодер служит для декодирования и приведения информации в исходное состояние, число итераций у декодирования равно 1 (рис. 5).

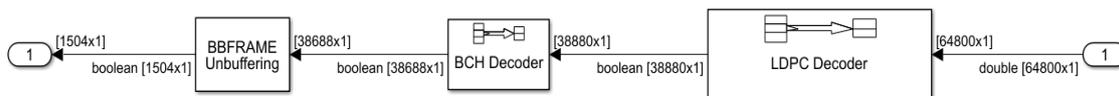


Рис. 5. Структурная схема блока ДЕКОДЕР в SIMULINK

Блок «Счётчик ошибок» состоит из блока «*Error Rate Calculation*», который считает ошибки всей системы в целом.

На рис. 6–8 представлены результаты моделирования модема с каскадным кодированием *BCH+LDPC* для фазовой модуляции *8-PSK* и скоростей кодирования 2/3, 3/4, 3/5, 5/6, 9/10, амплитудной фазовой модуляции *16APSK* и скоростей кодирования 2/3, 3/4, 5/6, 8/9, 9/10, амплитудной фазовой модуляции *32APSK* и скоростей кодирования 3/4, 5/6, 8/9, 9/10 с длиной кадра 64 800 бит; графики зависимости вероятности битовой ошибки *BER* от отношения энергии символа к спектральной плотности шума  $E_b/N_0$ .

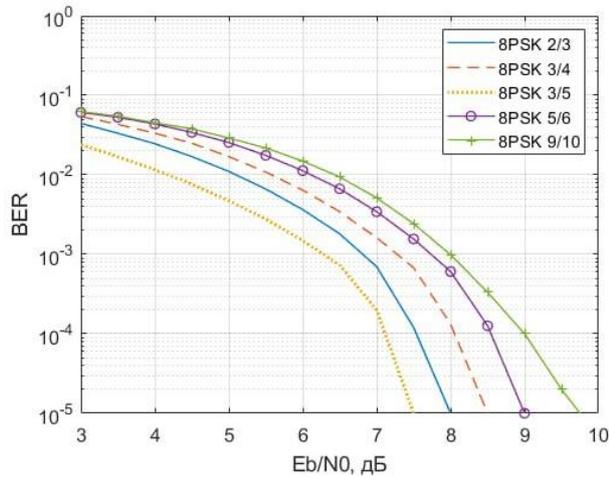


Рис. 6. Графики зависимости *BER* от  $E_b/N_0$  для модуляции *8PSK*

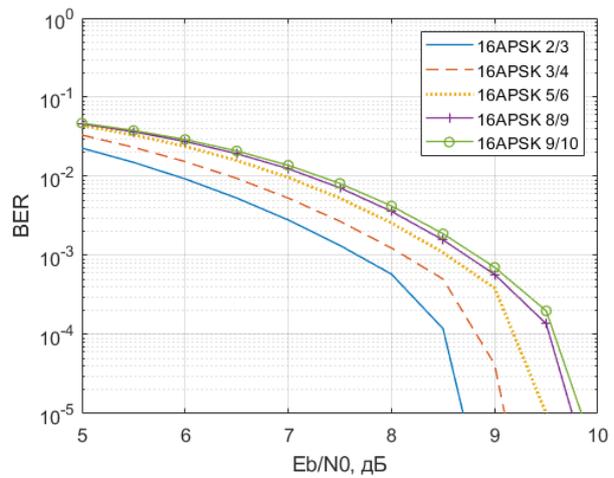


Рис. 7. Графики зависимости *BER* от  $E_b/N_0$  для модуляции *16APSK*

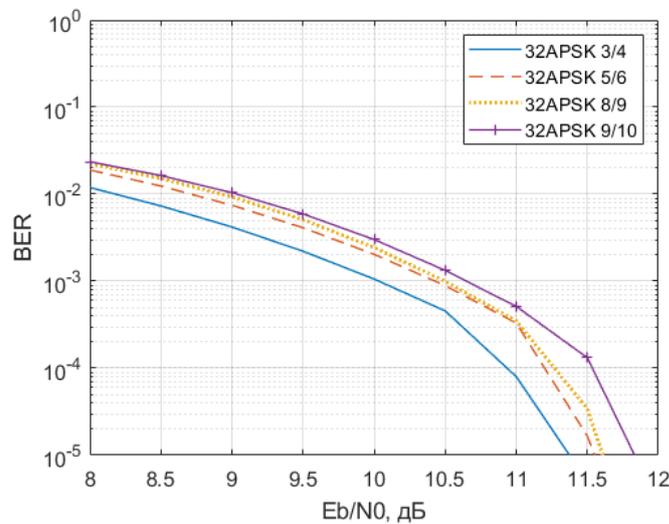


Рис. 8. Графики зависимости *BER* от  $E_b/N_0$  для модуляции *32APSK*

По результатам исследования видно, что при вероятности ошибки на бит  $BER = 10^{-5}$  для наиболее энергетически эффективной из рассмотренных сигнально-кодовых конструкций (СКК) *8PSK 3/5* пороговое значение  $E_b/N_0$  составило 7,5 дБ. По сравнению с СКК *8PSK 2/3* и *8PSK 3/4* энергетический выигрыш составил около 0,5 и 1 дБ соответственно, а максимальный – около 5 дБ по сравнению с *8PSK 9/10*.

Использование каскадной конструкции из кодов *BCH* и *LDPC* обеспечивает высокую исправляющую способность при низких отношениях сигнал/шум.

### Список литературы

1. Пехтерев С. В., Макаренко С. И., Ковальский А. А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink. Системы управления, связи и безопасности, 2022. – (4): 190–255. DOI: 10.24412/2410-9916-2022-4-190-255.
2. Луферчик А. В., Луферчик П. В., Галеев Р. Г., Богатырев Е. В. Анализ влияния атмосферных возмущений на энергетический потенциал спутникового радиоканала *Ka-/Q*-диапазонов // Ural Radio Engineering Journal. – 2023. – 7(2). – С. 137–152. DOI: 10.15826/urej.2023.7.2.003.
3. Дьяконов В. П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 976 с.: ил. ISBN 978-5-97060-345-1.
4. Чесноков М. Н., Соловьев А. А., Литвинов А. А. Анализ помехозащищенности системы связи с гибридным расширением спектра на основе *M*-ичных ортогональных стохастических широкополосных сигналов и *LDPC* кодирования // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 5. – С. 47–52.
5. ETSI Standard EN 302 307-2 V1.1.1: Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2X), European Telecommunications Standards Institute, Valbonne, France, 2015-02.

## ГНСС РЕФЛЕКТОМЕТРИЯ ЛЕДОВЫХ ПОКРОВОВ ПРЕСНЫХ И СОЛЁНЫХ ВОДОЁМОВ

Д. С. Макаров<sup>1,2</sup>, Д. В. Харламов<sup>1</sup>, К. В. Краснощеков<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Федеральное государственное бюджетное научное учреждение «Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук»,  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50

<sup>2</sup>Сибирский государственный университет науки и технологий им. академика М. Ф. Решетнёва  
660037, г. Красноярск, проспект им. газеты «Красноярский рабочий», 31  
E-mail: ikivt@yandex.ru

Представлены результаты серии экспериментов по регистрации рефлектограмм от ледовых поверхностей пресноводного и солёного водоёмов. Использован приёмник сигналов навигационных спутников диапазона L1 и приёмная антенна с право-круговой поляризацией. Проведён анализ амплитудно-временных зависимостей интерференционных рефлектограмм. Получены данные о влиянии солёности на рефлектограммы.

Метод многолучевой ГНСС рефлектометрии является перспективным способом для мониторинга состояния земных покровов, позволяющий в реальном времени восстанавливать электрофизические параметры исследуемого объекта [1]. Рефлектометрические измерения отражённых средой радиосигналов частот диапазонов L1 характеризуются высоким пространственно-временным разрешением и чувствительностью.

Приёмник регистрирует интерференционное поле, которое сформировалось в результате суперпозиции прямой электромагнитной волны, прошедшей напрямую от навигационного спутника к приёмной антенне, с волнами, отражёнными от зондируемого объекта [2]. В результате рассеяния, поглощения и отражения сигнал изменяется, и характер этих изменений, вызванных электрофизическими характеристиками среды, содержит данные о параметрах объекта.

На характер интерференционной рефлектограммы влияют следующие факторы: электрофизические параметры зондируемого объекта, угол места и высоты приёмной антенны. [2; 3] Вследствие зависимости комплексной диэлектрической проницаемости слоёв ледовых покровов от температуры, влажности и качества поверхности, формирование интерференционного поля также зависит от этих параметров, что позволяет использовать данный метод для определения значимых на практике характеристик ледяного покрова (толщина льда, его плотность и т. д.).

**ГНСС-рефлектометрия солёного и пресного водоёмов.** В феврале 2024 была проведена серия экспериментов по регистрации рефлектограмм от поверхности ледового покрова солёного и пресного водоёмов.

Первая площадка – оз. Белё (среднесолёный водоём), Ширинский район, республика Хакасия (координаты установки антенны – 54°40'21.7"N, 90°13'36.7"E). Общее количество растворённых солей, рассчитанное на основании значений удельной электропроводности воды (*TDS*) – 8,8 г/л [4]. Толщина ледового покрова – 0,82 м. Толщина снежного покрова ~ 4 см. Место установки антенны представлено на рис. 2, а.

Вторая площадка – ледовая переправа на Красноярском водохранилище вблизи с. Новосёлово, Красноярский край (координаты установки антенны – 54°59'39.1"N, 90°59'56.3"E). Толщина ледового покрова 0,83–0,85 м. Без снежного покрова. Место установки антенны представлено на рис. 2, б.

Регистрация сигналов производилась с помощью приемника НСПП-04 (изготовитель ООО «Инжиниринговое бюро Феникс» г. Красноярск.) и антенной с правокруговой поляризацией по классической схеме [2; 3]. Продолжительность

каждого эксперимента ~ 1,5 часа. Высота установки антенны – 2,4 метра. Частота обновления данных измерений 1 Гц.



Рис. 2. Местоположение тестовых площадок: *а* – оз. Белё, Ширинский район, республика Хакасия; *б* – ледовая переправа на Красноярском водохранилище вблизи с. Новосёлово, Красноярский край

**Первичная обработка** рефлектограмм была произведена с помощью облачного сервиса первичной обработки данных [5]. Были отфильтрованы и подобраны наиболее подходящие сеансы регистрации для дальнейшего анализа по следующим критериям: диапазон азимута лежит в диапазоне сканирования зондируемого объекта и одинаковый угол места во всех сеансах с линейным изменением (в нашем случае от  $10^\circ$  до  $45^\circ$ ). Наиболее информативные рефлектограммы представлены на рис. 3. Для сравнения представлены результаты обработки амплитудно-временных зависимостей сигналов от навигационных сигналов с помощью быстрого Фурье-преобразования (БФП) (рис. 4) [6].

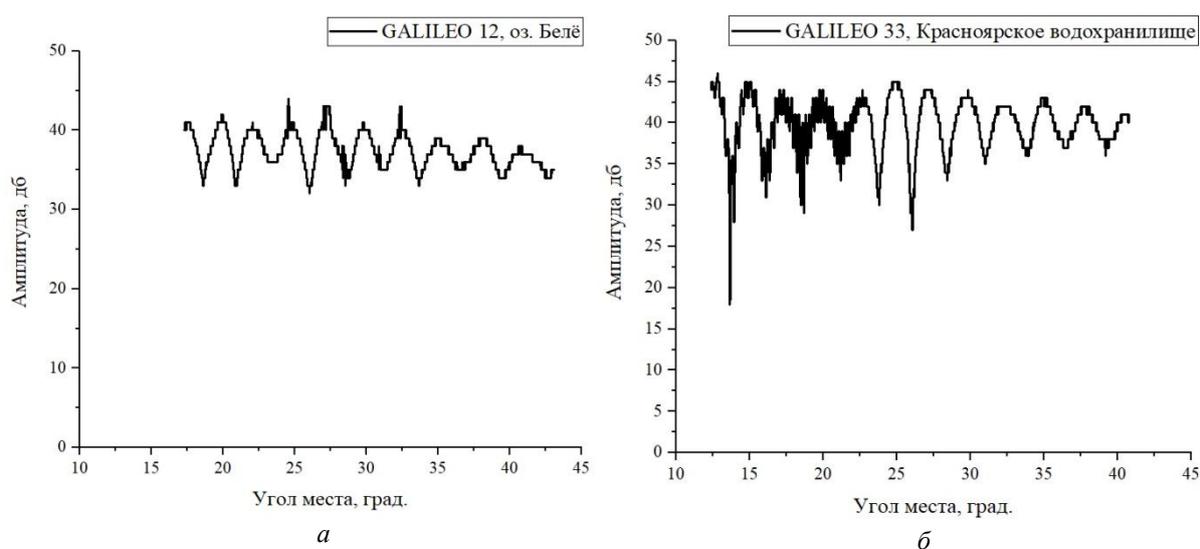


Рис. 3. Интерференционная рефлектограмма: *а* – от спутника *GALILEO 12*, тестовая площадка – оз. Белё; *б* – от спутника *GALILEO 33*, тестовая площадка – Красноярское водохранилище

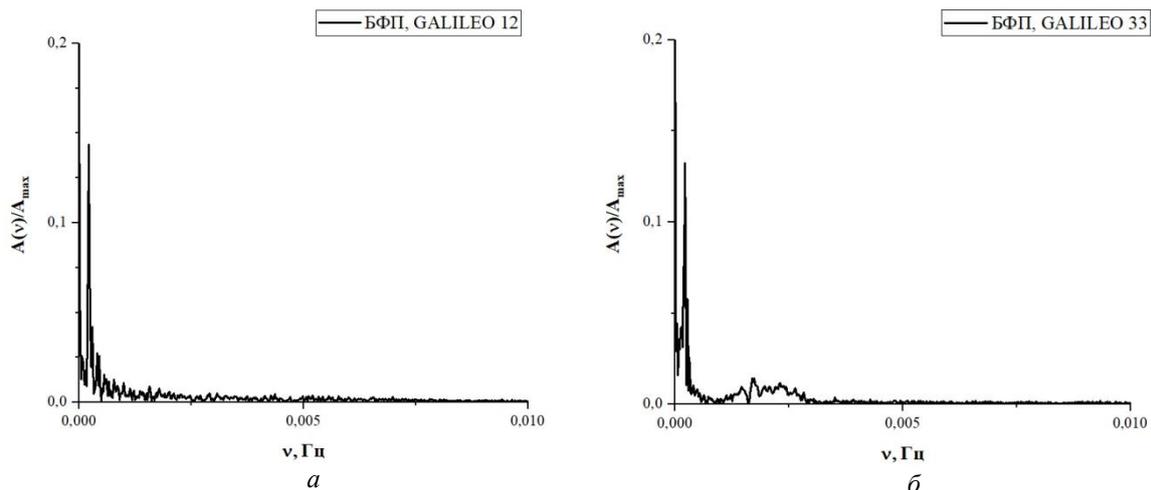


Рис. 4. Интерференционная рефлектограмма: *a* – от спутника *GALILEO 12*, тестовая площадка – оз. Белё; *б* – от спутника *GALILEO 33*, тестовая площадка – Красноярское водохранилище

Как видно из графиков, при съёмке ледового покрова одинаковой толщины, но разных типов солёности – визуально отличаются рефлектограммы. Так, изменилось среднее значение амплитуды: для спутника *GALILEO 12* (от солёного озера) – 37,43962, а для *GALILEO 33* (от пресного водоёма) – 39,8286. Изменение контраста интерференционной рефлектограммы  $K(n) = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min})$  демонстрирует различия между разными типами льда: для рефлектограммы от солёного водоёма среднее значение – 0,08, для пресного водоёма – 0,10.

Как можно видеть из результатов БФП, кроме основной частоты в спектре присутствуют другие частоты, обусловленные прохождением сигналов навигационных спутников через слоистую структуру льда, отражением от границ разделов сред и последующей интерференцией отражённых лучей в плоскости приёмной антенны. Но для измерений, выполненных от пресного водоёма, эти частоты наиболее выражены, чем от солёного водоёма.

**Заключение.** В ходе экспериментальных исследований рефлектометрии сигналов навигационных спутников диапазона *L1* от ледовых покровов различной солёности получены следующие результаты: рефлектограмма от ледовой поверхности солёного водоёма имеет меньший контраст по сравнению со льдом пресного водоёма при одинаковой толщине. По результатам БФП дополнительные частоты наиболее выражены у пресного водоёма. Таким образом, параметры интерференционных рефлектограмм определяются не только состоянием ледовой поверхности, её толщиной и влажностью, но и количеством растворённых в ней солей. Подобная информация может быть с успехом использована для различных видов хозяйственной деятельности.

### Список литературы

1. Jin S., Cardellach E., Xie F. GNSS Remote Sensing // New York, London.: Springer Dordrecht Heidelberg, 2014. – 286 p.
2. Кашкин В. Б., Рублева Т. В., Симонов К. В. и др. Прикладные аспекты исследования геосфер с использованием спутниковых технологий: монография/ Сиб. федер. ун-т, Ин-т инж. физики и радиоэлектроники. Красноярск: СФУ, 2023. – 256 с. ISBN 978-5-7638-4704-8.

3. Makarov D. S., Kharlamov D. V., Sorokin A. V. Using signals of navigation satellites in the monitoring of the earth covers // *Siberian Journal of Science and Technology*. – 2019. – Т. 20. – № 1. – С. 8–19.

4. Zadereev E. S. et al. The effect of salinity and nutrient load on the ecosystems of selected lakes in the south of Siberia // *Journal of Siberian Federal University. Biology*. – 2021. – Т. 14. – № 2. – С. 133–153.

5. Малимонов М. И., Макаров Д. С., Харламов Д. В. Облачный сервис первичной обработки, визуализации, фильтрации и сохранения данных с четырёхканального приемника-регистратора сигналов навигационных спутников в частотном диапазоне L1. // Федеральная служба по интеллектуальной собственности (Роспатент). Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022667433 от 20 сентября 2022 г.

6. Кузьмин Е. В., Сорокин А. В. Фурье-спектры амплитудных вариаций суперпозиции сигналов навигационных спутников вблизи поверхностей с различными свойствами // *Письма в журнал технической физики*. 2021. – Т. 47. – № 18. – С. 26–28.

# ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ МИНИМАЛЬНОГО КОЛИЧЕСТВА КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛЯ ПОКРЫТИЯ ЗЕМЛИ С ЗАДАНЫМ УГЛОМ РАСКРЫВА АНТЕННЫ

К. Р. Плыкин<sup>1,2</sup>, М. М. Валиханов<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: zalmon74@yandex.ru

Определение количества космических аппаратов с заданным углом раскрыва антенны для покрытия Земли даёт первичную оценку при формировании макета, что позволяет на раннем этапе разработки системы выявить грубые недочёты, связанные с параметрами орбитальных группировок. Данные методы позволяют выбрать такие параметры системы, что количество космических аппаратов будет соответствовать необходимо-минимальному критерию покрытия Земли.

В соответствии с требованиями к системе выбираются параметры орбитальной группировки (ОГ): высота, наклонение орбит (целевая зона Земли), минимальное и максимальное количество космических аппаратов (КА) в системе и на орбитах, угол раскрыва антенн КА и др. На основе вышеперечисленных параметров выполняется оценка количества КА в системе. Проведение подобной оценки необходимо выполнять на раннем этапе разработки системы.

В данной работе будет предложено два метода оценки минимального количества космических аппаратов для покрытия Земли с заданным углом раскрыва антенны:

- статический;
- динамический.

Проведём рассмотрение алгоритмов каждого из методов. Статический метод представляет собой определение количества следующим образом:

1. Определяется площадь поверхности, которую необходимо облучить, в нашем случае это будет площадь земной поверхности –  $S_3$ .

2. Определяется площадь поверхности, которую облучает один КА –  $S_{КА}$ . Представляется, что КА – это вершина конуса, а его основание – это область, которую КА облучает (считаем, что КА имеет диаграмму направленности антенны (ДНА) в двух плоскостях одинаковую).

Полученные площади подвергаются операции деления  $S_3/S_{КА}$ , после чего полученное значение округляется в большую сторону до целого.

Статический метод показывает минимально-необходимое количество КА для покрытия требуемой области, при условии расстановки КА идеальным способом (не по соответствующим орбитам, а в некие системные точки, которые неподвижно висят). Данный метод не учитывает сжатие Земли, модель движения КА и факторы, влияющие на неё, расположение КА на конкретных орбитах, что является недостатками данного метода. В качестве достоинств метода выступают простота и низкое требование к вычислительным затратам.

Динамический метод включает в себя использование упрощенной модели движения на примере *SGP4* [1] и библиотеки симуляции КА «*Satellite Scenario*» [2], разработанной в среде моделирования *Matlab*. Такая оценка наглядно показывает покрытую зону одним КА и всей ОГ, а также траекторию движение КА на заданном промежутке времени.

На рис. 1 представлен пример визуализации одного КА на высоте 2 000 км с углом раскрыва антенны 90 градусов с помощью библиотеки «*Satellite Scenario*». Помимо покрытия Земли, данный инструмент показывает траекторию полета КА на заданном промежутке времени.

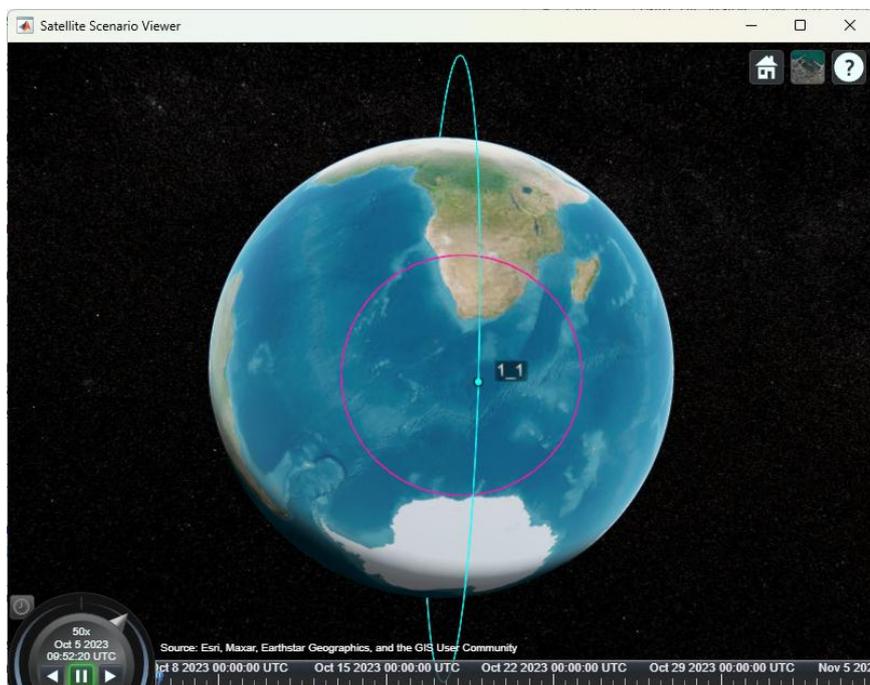


Рис. 1. Пример визуализации одного КА и его покрытия Земли с помощью библиотеки «*Satellite Scenario*»

Основная цель динамического метода заключается в формировании файлов *TLE* – это формат с набором элементов орбиты для искусственных спутников Земли. Данный формат имеет двухстрочную запись, где на определённых позициях располагаются заданные параметры, и основными параметрами являются: наклонение орбиты, долгота восходящего узла, эксцентриситет орбиты, аргумент перигея, средняя аномалия, среднее число оборотов в сутки [3]. Далее для каждого КА формируется отдельный файл со своим *TLE*. Именно с помощью таких файлов библиотека «*Satellite Scenario*» [2] производит построение и визуализацию движения КА, используя упрощенную модель движения *SGP4* [1].

Рассмотрим алгоритм оценки минимального количества космических аппаратов для покрытия Земли с заданным углом раскрыва антенны динамического метода:

1. Формируется два файла *TLE* для КА с заданными параметрами: высота и наклонение орбиты – для первого КА в ОГ местоположение по восходящему узлу и аргументу перигея не важно, а для второго КА необходимо отступить от первого с определенным шагом.

2. Визуализируется последовательно два КА с помощью библиотеки «*Satellite Scenario*» и задается соответствующая ширина угла раскрыва антенны во время симуляции при условии, что покрытие имеет круговую форму.

3. Определяется, правильный ли шаг по восходящему узлу и аргументу перигея были заданы. Если пересечение зон покрытия минимально, то шаг выбран верным. Если зоны покрытия имеют большую площадь пересечения или вовсе не пересекаются,

то шаг следует выбрать другой. Если шаг выбран неверно, то алгоритм необходимо повторить с корректировкой шагов.

При известном шаге далее сформируются еще файлы *TLE*, которые будут отличны по восходящему узлу и аргументу перигея. Файлы необходимо формировать до тех пор, пока Земля не будет полностью покрыта. При формировании файлов стоит учитывать, что конечная ОГ в визуальном плане должна напоминать некий макет системы (рис. 2).

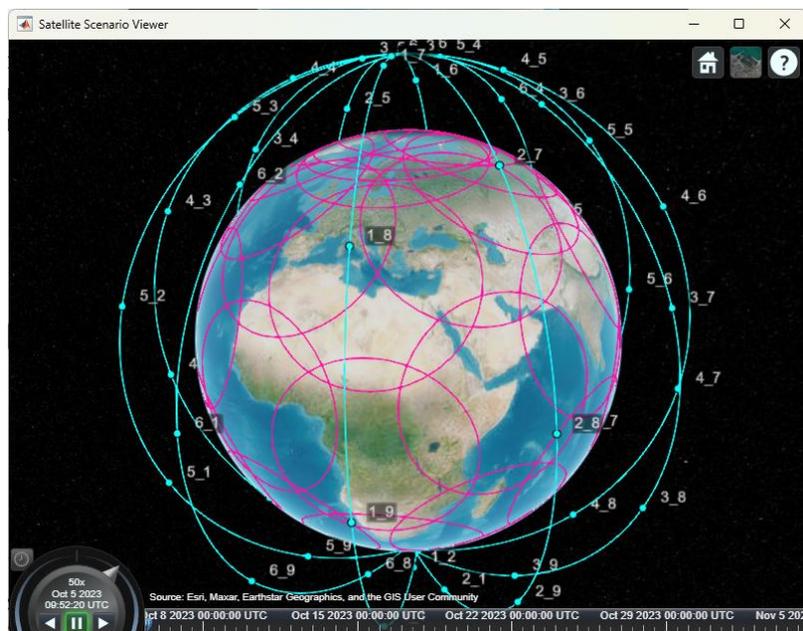


Рис. 2. Сформированный макет системы с помощью библиотеки «*Satellite Scenario*». Высота ОГ 2 000 км, наклонение 88 град, угол раскрытия антенны 90 градусов

Основное преимущество такого метода заключается в визуализации данных: исследователь может наблюдать состояние ОГ и покрытие Земли в заданный момент времени. Несомненным плюсом является использование модели *SGP4*, так как она учитывает возмущения Земли, сопротивление, излучения и гравитационные эффекты Солнца и Луны при небольших затратах вычислительной мощности [1]. Недостатком данного метода является формирование множества файлов с данными *TLE* для каждого КА.

Проведем сравнение описанных методов. В качестве эксперимента рассмотрим ОГ на высоте 2 000 км с наклонением 88 град. Определим расхождение в количестве КА между методами путем подсчёта разницы итогового количества КА в сформированных системах.

На рис. 3 представлено два графика с зависимостью количества КА от ширины угла раскрытия для полного покрытия Земли. Сплошной линией приведён результат динамического метода, а пунктирной статический. Эксперимент проводился в диапазоне углов раскрытия от 60 до 100 градусов.

На рис. 4 продемонстрирован график разности полученных результатов между двумя рассмотренными методами. Данная разница обусловлена несколькими факторами. Наиболее существенное значение разницы даёт расположение КА в статическом методе, так как КА находятся в системных точках, которые не привязаны к орбитам и расставлены таким образом, чтобы максимально эффективно покрыть Землю, тогда как в динамическом методе КА расположены в системных точках, которые

привязаны к орбитам. Привязка системных точек к орбитам даёт прогнозируемое движение КА с заданной точностью. Другой фактор, который влияет на количество КА – сжатие Земли; для покрытия экватора и земных полюсов требуется разное количество КА.

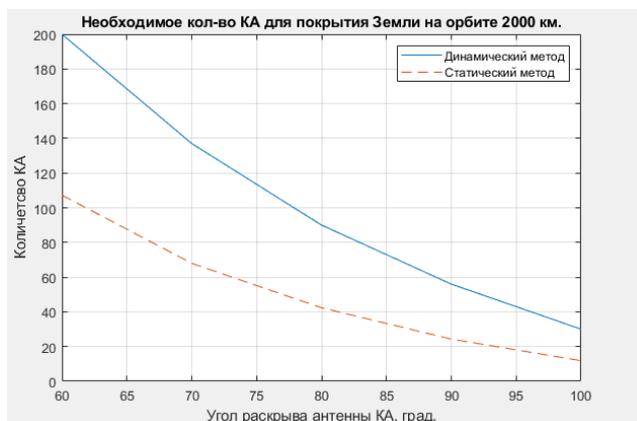


Рис. 3. Графики зависимости количества КА от угла раскрытия антенны для рассмотренных методов

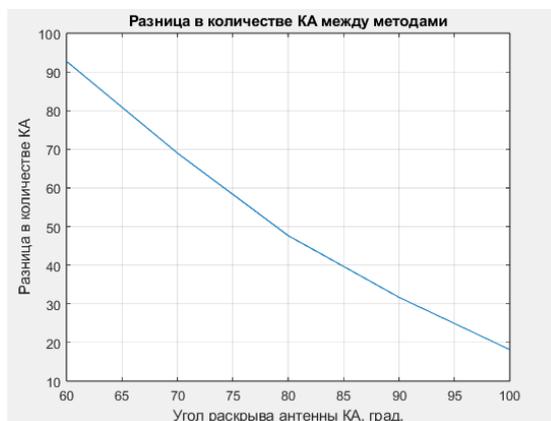


Рис. 4. График разности количества КА между динамическим и статическим методами

Рассмотренные методы позволяют провести теоретическую оценку необходимого количества КА для покрытия Земли при соответствующих заданных параметрах (высота ОГ и угол раскрытия антенны КА). Статический метод показывает минимально-требуемое количество КА для покрытия Земли, иными словами, меньше рассчитанного значения данным методом получить для покрытия невозможно при любых условиях. Динамический метод позволяет дать более реальную оценку, по сравнению со статическим, так как он учитывает расположение КА как системную точку, привязанную к орбите, а также некоторые возмущения, которые влияют на КА. Использовать данные методы стоит последовательно: сначала необходимо применить статический. Если полученное количество КА не удовлетворяет требованиям на данном этапе, то стоит пересмотреть параметры ОГ. Если же после использования статического метода количество соответствует требованиям, стоит перейти к динамическому методу, который покажет более реалистичную картину.

### Список литературы

1. Vallado D. and Crawford P. «SGP4 orbit determination», AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference and Exhibit, 2008, p. 6770.
2. MathWorks. Help Center: Satellite Scenario Basics [Электронный ресурс]. URL: <https://mathworks.com/help/satcom/gsatellite-scenario-overview.html> [дата обращения 08.03.2024].
3. Википедия: TLE [Электронный ресурс]. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/TLE> [дата обращения 08.03.2024].

# ПРОБЛЕМА ВЗАИМНОЙ КОМПЕНСАЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ В БОРТОВОЙ АППАРАТУРЕ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Д. В. Сбитнев, М. Г. Поляк

*Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва»,  
662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52  
Сибирский федеральный университет  
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79  
E-mail: sbitnevdv@iss-reshetnev.ru,  
polyakmg@iss-reshetnev.ru*

Настоящая статья посвящена проблеме взаимной компенсации радиосигналов на космическом аппарате в бортовой аппаратуре командно-измерительных систем. Вместе с описанием данного эффекта определены шаги для последующего исследования и решения проблемы.

Космические аппараты (КА) обеспечивают широкий диапазон услуг потребителям, однако для управления самим космическим аппаратом необходима гарантия прохождения и выполнения им телекоманд с наземного комплекса управления (НКУ). Для приёма данных команд на космическом аппарате применяется бортовая аппаратура командно-измерительной системы (БА КИС). Аппаратура состоит из антенно-фидерных устройств (АФУ) и приборов БА КИС: приёмник, передатчик, усилитель мощности, декодер команд и формирователь телеметрии.

**Описание проблемы.** Ввиду того, что космический аппарат может находиться в произвольном положении на него устанавливаются две приёмные антенны, разнесённые на 180 град. относительно друг друга и находящиеся по разные стороны космического аппарата, обычно обозначаемые как  $-X$  и  $+X$ . Традиционно [1] сигналы с двух антенн поступают на сумматор-делитель ВЧ мощности, к выходам которого подключаются резервированные приёмники. Типовая схема АФУ БА КИС представлена на рис. 1.

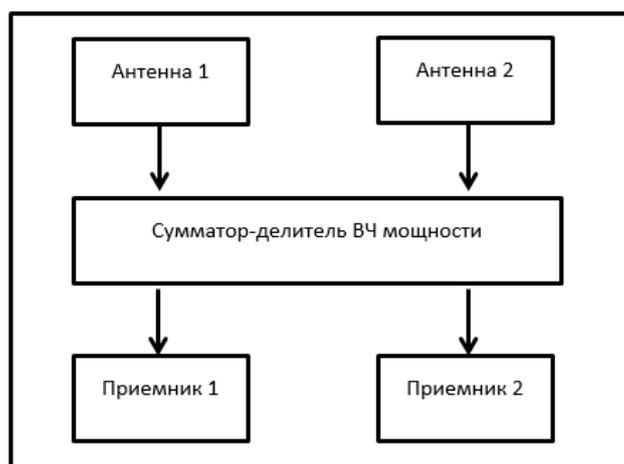


Рис. 1. Типовая схема АФУ БА КИС

Гарантированное исполнение команд в БА КИС необходимо для оперативного обеспечения выполнения множества задач как в части управления БА КИС, так и в части других систем космического аппарата.

На рис. 2 приведены примеры диаграмм направленности от каждой из антенн АФУ КИС для одной из осей вращения КА от 0 до 360 град. Каждая из антенн имеет

ширину диаграммы направленности  $\pm 70$  град. С целью гарантированного приёма радиосигналов с двух сторон КА первая антенна своим максимумом коэффициента усиления (КУ) направлена под условным углом 90 град., максимум второй антенны направлен в противоположную сторону 270 град. (разница 180 град.).

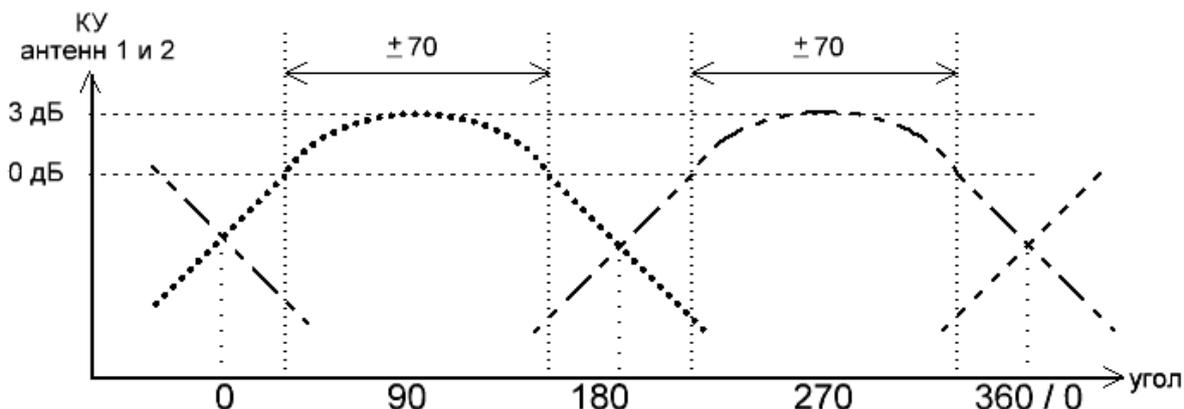


Рис. 2. Типовые диаграммы направленности для 1 и 2 антенн АФУ КИС (точечная линия – зависимость КУ антенны 1 от угла, штрихпунктирная линия – зависимость КУ антенны 2 от угла)

Однако имеется ряд областей пересечения диаграмм направленностей антенн АФУ КИС. При приёме сигналов в данных областях условные углы 0 и 180 град. с двух антенн АФУ КИС будут приниматься как сигналы одинакового уровня. С учетом того, что сигналы с двух антенн поступают с произвольными начальными фазами, возможна ситуация, когда две антенны АФУ КИС примут сигналы в противофазе. В результате чего на выходе сумматора-делителя ВЧ мощности амплитуда принятого сигнала будет близка к нулевой. Что приведёт к неисполнению команды с наземной станции. На рис. 3 показан результат сложения данных сигналов от двух антенн БА КИС.



Рис. 3. Результат сложения сигналов в противофазе от двух антенн АФУ КИС

Известно несколько классических ситуаций, когда космический аппарат не сориентирован на Землю одной из антенн КИС, при которых возможно неисполнение команды с НКУ:

- после выведения и отделения аппарата от разгонного блока. На этом этапе с НКУ выдаётся комплекс команд, направленных на входжение в связь с аппаратом и последующую корректировку положения относительно Земли, Солнца и т. д.;

- в случае сбоя или неработоспособности систем стабилизации и коррекции, характеризующихся тем, что КА может войти в неконтролируемое вращение, которое также влияет на прохождение команд с НКУ. Например в функционально предусмотренном конструкторами режиме РАСО с ориентацией солнечных батарей на Солнце и отключением полезной нагрузки с последующим ожиданием управляющих воздействий от наземной станции управления.

Важность работоспособного состояния командно-измерительной системы можно описать фразой «бортовая аппаратура КИС умирает последней» [2]. Так как командно-измерительная система является единственным средством вмешательства в функционирование КА с Земли в случае нештатных, в том числе аварийных, ситуаций на борту [3]. Поэтому вопрос о повышении гарантий приёма и прохождения радиокоманд является актуальным и требующим анализа.

**Методы решения проблем на Земле.** Проблема взаимной компенсации сигналов имеет место не только на космических аппаратах, в условиях космоса, но и на Земле. На Земле данный эффект обусловлен отражениями от земной поверхности, зданий, строений и прочих объектов. Решению проблемы посвящено множество работ и конструкторских решений [4; 5]. Однако классическим случаем приёма взаимно-компенсирующегося сигнала является его приём на одну антенну. В условиях же космоса эта проблема выглядит немного иначе ввиду наличия нескольких приёмных антенн. В специальной литературе данный случай не рассматривается как отдельный вопрос. Для того, чтобы охарактеризовать приём радиосигнала в космосе на несколько антенн необходимо учесть: угол поворота КА относительно земной станции, мощность сигнала, конструкцию антенн, выступающие элементы космического аппарата (солнечные батареи, антенны, двигатели и прочее). В связи с чем классический подход к проблеме приёма радиосигнала в наземных средствах связи не может быть распространён на космические аппараты.

Для контроля разности фаз между сигналами с Земли возможно выдавать сигнал с дополнительной антенны. В связи с высокой стоимостью антенн наземных станций, а также ввиду того, что применение второй антенны на Земле не гарантирует успешность исполнения команды на космическом аппарате – данный вариант не может быть выбран в качестве основного. Поэтому решить проблему необходимо непосредственно на борту космического аппарата.

**Формулирование задания для решения проблемы на КА.** Для дальнейшего решения проблемы организации приёма радиосигналов без взаимной компенсации в бортовой аппаратуре командно-измерительных систем определены следующие задачи, которые более подробно будут решены в рамках дальнейшего исследования:

- задать область возможных методов решения проблемы;
- определить критерии сравнения различных методов решения целевой задачи;
- определить исходные данные и метод расчёта вероятности неисполнения команды;
- построить модель в среде *MatLab*.

**Область возможных методов решения проблемы:**

- внесение изменений в конструкцию приёмных антенн;
- изменение конфигурации тракта АФУ;
- внесение изменений в схемотехнику радиоприёмников;

- введение дополнительных радиоприёмников;
- подходы, комбинирующие различные варианты.

**Предварительные критерии сравнения различных методов:**

- массовые характеристики;
- показатели по энергопотреблению;
- показатели в отношении сигнал/шум;
- эффективность решения задачи;
- целесообразность допущений по одному из приведённых выше критериев в случае, если метод несёт за собой изменение в отрицательную сторону.

Немаловажный этап для исследования – расчёт вероятности неисполнения команды в БА КИС и построение модели взаимной компенсации радиосигналов в среде *MatLab*, для которой необходимы исходные данные: частота дискретизации, информационная скорость, несущая частота, фаза задержки и её закон распределения. Расчёт и модель позволят проанализировать, с какой вероятностью возможно неисполнение команд в БА КИС и позволят оценить эффективность различных методов решения задачи.

**Вывод.** В настоящий момент предприятия космической отрасли при произвольном положении космического аппарата не могут гарантировать исполнение разовой команды с наземной станции с первого раза. В связи с тем, что перспективные космические аппараты должны стабильно работать при своём произвольном положении, а также возможны ситуации нахождения космического аппарата в нештатном положении, например, в состоянии «закрутки», данная задача должна быть решена в ближайшие годы.

### Список литературы

1. Бровкин, А. Г. Бортовые системы управления космическими аппаратами: Учеб. пособие под ред. А. С. Сырова / Б. Г. Бурдыгов, С. В. Гордийко и др. М.: МАИ-ПРИНТ, 2010. – 304 с.
2. Галантерник Ю. М. Командно-измерительные системы и наземные комплексы управления космическими аппаратами / А. В. Гориш, А. Ф. Калинин. М.: Росавиакосмос, 2003. – 102 с.
3. Вейцель В. А. Радиосистемы управления: Учеб. для вузов / под редакцией А. С. Волковского / С. А. Волковский и др. М.: Дрофа, 2005. – 416 с.
4. Благовещенский Д. В. Радиосвязь и электромагнитные помехи: Учеб. пособие. СПб.: СПбГУАП, 2002. – 69 с.
5. Jakes W. C. Microwave mobile communications. Wiley IEEE Press, pp. 656, 1994.

## ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЛАЗЕРНОЙ СВЯЗИ

А. А. Чумаченко<sup>1,2</sup>, Н. В. Попов<sup>1,2</sup>, А. А. Бисов<sup>1,2</sup>, С. А. Бронов<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

<sup>2</sup>Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнёва  
660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский Рабочий», 31

<sup>3</sup>Красноярский государственный аграрный университет  
660049, г. Красноярск, пр. Мира, 90  
E-mail: lestrange01@inbox.ru

Статья посвящена обзору и анализу проблем и перспектив развития лазерной связи. В статье раскрыты основные преимущества и проблемные вопросы систем лазерной связи, определены направления для будущих исследований. Проведён обзор научных трудов за последние пять лет, посвящённых развитию атмосферной лазерной связи, областям её применения. Использовались статьи, содержащие доказательную экспериментальную базу по наиболее актуальным вопросам, касающимся проблем и перспектив развития лазерной связи. Сделаны выводы по возможности применения линий атмосферной лазерной связи, предложены пути решения некоторых проблем.

Целью работы является обобщённый анализ имеющихся данных по тенденциям развития лазерной связи, выявление актуальных сведений о возможных проблемах в данной области исследования и способов их решения, определение задач для последующих исследований.

Развитие информационных технологий влечет за собой постоянный рост информационного трафика и требует постоянного увеличения пропускной способности линий связи, растёт спрос на высокоскоростные технологии передачи данных. Системы спутниковой связи практически достигли физических пределов параметров передачи сигнала [1; 2].

В настоящее время активно развиваются технологии передачи информации с использованием открытых (атмосферных) оптических систем связи. В открытых оптических системах связи, как правило, используются приёмопередающие устройства, где передатчиком является генератор лазерного излучения с оптическим устройством, а приёмником – оптическое устройство с фотоприёмником.

Идея использования атмосферных оптических (лазерных) систем связи не нова. Первые в СССР линии оптической связи были организованы в 60-х годах XX века в Ленинграде и Москве, протяжённость которых не превышала 6 км [7]. Первые лазерные линии связи носили больше экспериментальный характер и по причине нестабильной работы были закрыты.

Совершенствование технологии изготовления лазеров, фотоприёмников и оптических устройств привело к тому, что в 90-х годах прошлого века начали появляться первые коммерческие лазерные системы связи.

Лазерная связь имеет ряд преимуществ по сравнению с системами радиосвязи:

- широкий частотный диапазон – так только для видимого спектра оптического диапазона (для длины волны 0,6 мкм) полоса частот составит  $\approx 2 \times 10^8$  МГц;
- высокая электромагнитная совместимость, так как при излучении в оптическом диапазоне отсутствуют побочные каналы приёма и внеполосные излучения;
- помехоустойчивость, что обусловлено узкой диаграммой направленности;
- использование оптического диапазона не требует согласования с ГКРЧ (Государственной комиссией по радиочастотам).

Недостатками лазерных систем связи являются:

- метеозависимость – так при прохождении лазерного излучения через густой туман потери могут достигать 200 дБ на 1 км;

- точность наведения – допустимая погрешность наведения лазерного луча на принимающую систему должна быть не более половины расходимости луча, что составляет единицы угловых секунд.

Интерес к лазерным системам связи проявляют организации, занимающиеся освоением космоса; так ГК «РОСКОСМОС» использовала лазерную систему для передачи данных между Международной космической станцией (МКС) и наземными станциями, расположенными на Земле. Российские специалисты использовали линию лазерной связи с 2011 по 2013 гг., выполнив более 100 сеансов связи, где была достигнута скорость более 600 Мбит/с. NASA провело эксперимент по использованию системы лазерной связи *LLCD (Laser Communications Relay Demonstration)* для передачи сообщений между объектами на очень удалённом расстоянии друг от друга и с наиболее высокой скоростью по сравнению с той, что могут предложить стандартные радиопередатчики. В ходе проведения экспериментов передавали данные с земной станции на объект, находящийся на лунной орбите, скорость передачи информации достигла 622 Мбит/с. Внешний вид и конструкция *LLCD* приведены на рис. 1 [10].

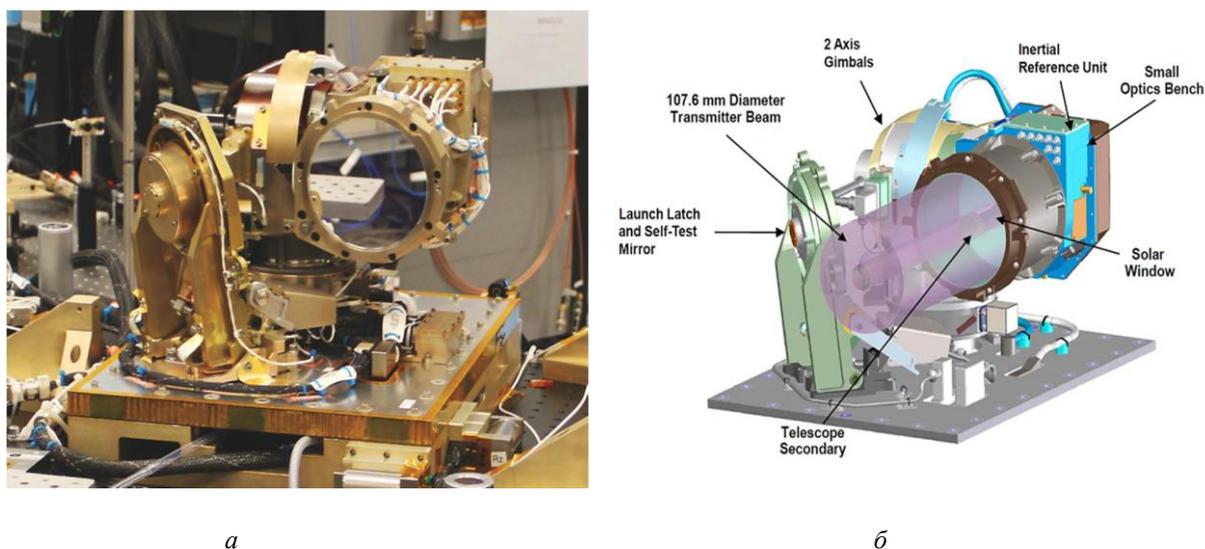


Рис. 1. Оптический модуль системы *LLCD*: *а* – фотоснимок (NASA); *б* – конструкция

Среди коммерческих потребителей лазерные системы связи представляют наибольший интерес для организации «последней мили» при предоставлении телекоммуникационных услуг в труднодоступных регионах.

Лазерная связь способна передать данные по множественному числу маршрутов на большие расстояния, при этом позволяя динамически изменять эти маршруты в течение миллисекунд. Пока существует доступ к любой из наземных станций, время безотказной работы в таком режиме составит в районе 99,99 % по данным инженера *SpaceX* Трэвиса Брэширс. Такую возможность смогла реализовать компания *Starlink*, передавая данные с лазера на спутниковую антенну в Антарктиде примерно по семи различным маршрутам. Именно поэтому в лазерной связи при передаче информации на большие расстояния важно задействовать как можно больше узлов. В случае отказа одного из узлов в течение считанных миллисекунд можно сменить маршрут.

Работы над лазерными линиями связи выполняются во всех технологически развитых странах, таких, как Россия, США, Япония, Германия, Франция и Китай [3].

Основные проблемы, возникающие при разработке лазерных систем связи, связаны с решением вышеизложенных задач по минимизации потерь в атмосфере, разработкой высокоточных опорно-поворотных устройств.

При распространении лазерного излучения в сфере (атмосфере, воде) происходит целый ряд явлений и эффектов, в большей степени присущих и распространению обычного излучения. Особенности такого вида излучения заключаются в следующем.

Известно, что ослабление излучения в атмосфере происходит из-за поглощения и рассеяния. Поглощают излучение присутствующие в атмосфере газы и аэрозольные частицы. Аэрозольное поглощение составляет небольшую долю от поглощения молекулами газа (молекулярного поглощения), и его принято учитывать вместе с аэрозольным рассеянием. Поэтому можно считать, что ослабление излучения из-за поглощения обусловлено газовой составляющей атмосферы.

Характерной особенностью молекулярного поглощения является его резкая зависимость от состава атмосферы, длины волны и ширины спектра излучения. Объясняется это тем, что различные газы имеют характерные для них спектральные линии или полосы поглощения и степень поглощения зависит от того, насколько спектральный состав излучения соответствует спектру поглощения, как они «накладываются» друг на друга. Ширина спектра излучения лазеров, как правило, значительно меньше ширины спектральной линии поглощения, и спектральные линии поглощения газов могут перекрываться друг с другом [5; 6].

Если лазерное излучение попадает в центр сильной линии спектра, то оно поглощается атмосферой на 100 % даже на небольшом расстоянии. Поэтому следует выбирать лазеры с излучаемой длиной волны, на участках спектра атмосферы, занятых широкими окнами прозрачности или в промежутках между слабыми линиями поглощения, в микроокнах прозрачности. Общая характеристика спектра поглощения солнечного излучения земной атмосферой у поверхности Земли и на высоте 11 км изображен на рис. 2 [9].

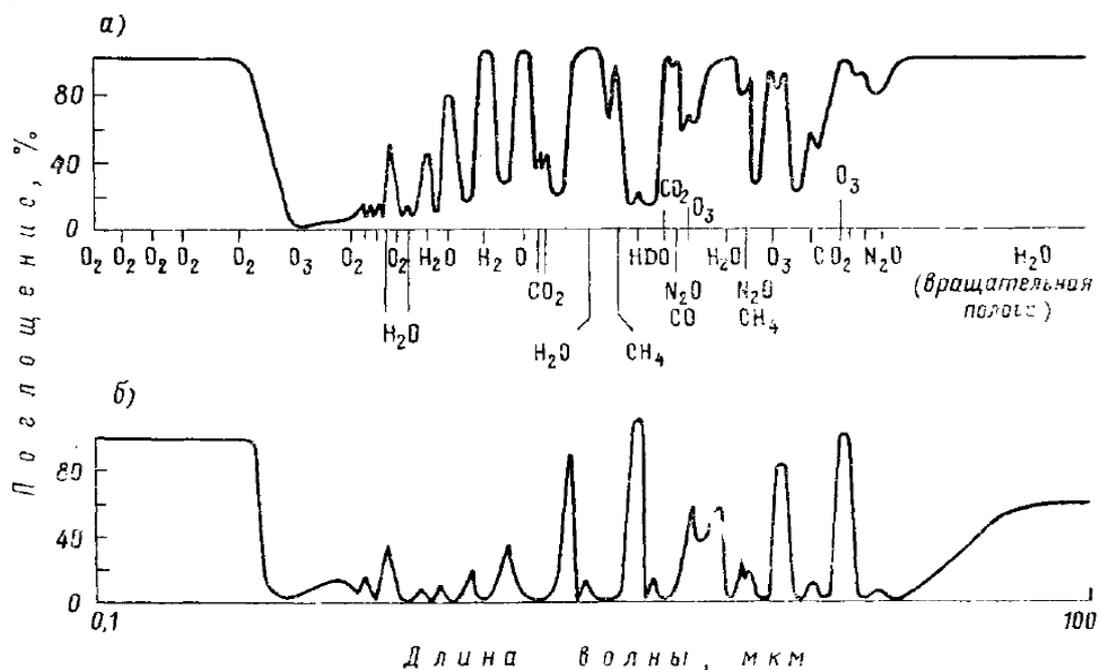


Рис. 2. Спектр поглощения солнечного излучения земной атмосферой:  
а – у поверхности Земли, б – на высоте 11 км

Опорно-поворотные устройства для лазерной системы связи могут быть построены с использованием индукторных двигателей двойного питания (ИДДП). ИДДП отличаются тем, что могут быть применены в механизмах без редукторов, что значительно упрощает опорно-поворотное устройство и повышает точность заданной установки [8]. Так же необходима разработка системы автоматического наведения с подстройкой по уровню принимаемого сигнала.

Существует проблема ограничения прямой видимости. Лазерная связь требует наличия прямой видимости между передающим и принимающим терминалами. Любые препятствие, такие как рельеф местности, деревья, здания могут прервать линию связи. В связи с этим в городских условиях терминалы лазерной системы связи следует устанавливать на крыши наиболее высоких зданий, при размещении в полевых условиях необходимо использовать мачтовые устройства.

Лазерной связи требуется значительное количество энергии для генерации и передачи лазерных лучей. При использовании в наземных системах связи это не накладывает существенных ограничений, но при размещении на борту небольших космических аппаратов требования к энергопотреблению могут создавать проблемы при проектировании. Также на борту космического аппарата для использования системы лазерной связи необходимо предусмотреть виброизоляцию или систему стабилизации, которая бы исключила воздействие вибраций космического аппарата на точность наведения.

Внедрение технологии высокоскоростной связи на основе лазера на коммерческих спутниках может повлечь за собой значительные затраты и техническую сложность. Это потребует разработки специализированного оборудования, механизмов точной настройки и автоматизированных систем управления. Первоначальные инвестиции и эксплуатационные расходы, связанные с развертыванием и обслуживанием лазерных систем связи, могут быть выше по сравнению с традиционными системами на основе радиочастот.

Таким образом, интерес к лазерным линиям передачи как дополнительным или альтернативным классическим радиолиниям возрастает. Приведённый выше краткий анализ перспектив лазерной связи свидетельствует об устойчивой тенденции её развития. Создание и внедрение лазерных систем находятся на начальном этапе, полное освоение их потенциала требует на сегодняшний день решения многих технических проблем, обусловленных как физикой явления, так и прикладным характером поставленных задач; поэтому рыночные ниши в этой области остаются незаполненными.

Исходя из выявленных проблем на следующих этапах создания системы атмосферной связи наиболее перспективным видится разработка наземной линии связи, которая могла бы использоваться для решения задач «последней мили». Для этого необходимо провести:

- исследование влияния атмосферного затухания на прохождение лазерного излучения с разной длиной волны, для работы в разных «окнах прозрачности». Это позволит сделать вывод о возможности резервирования канала связи. Так при ухудшении отношения сигнал/шум на одной из сторон линии связи автоматизированная система управления проводила бы переключение на менее подверженный затуханию канал связи;
- разработку двухосного (азимут – угол места) высокоточного безредукторного опорно-поворотного устройства;
- разработку автоматизированной системы управления, задачей которой будет наведение по заданным целеуказаниям (с точной подстройкой по уровню

принимаемого сигнала), контроль качества принимаемого сигнала, передачу в обратном канале связи информации о качестве, переключение при необходимости на резервный диапазон излучения.

### Список литературы

1. Аброськин И. П., Гераськов В. В. Перспективы применения лазеров в системах спутниковой связи // Труды ЦНИИС. – 2018. – Т. 1. – С. 87–92.
2. Махмутов Т. А. Анализ лазерной связи // БУДУЩЕЕ НАУКИ. – 2021. – С. 126–128.
3. Езекелян Э. Э., Джалалов И. К. Перспективное применение технологии FSO. XIII Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества». М., 2019. – С. 19–22.
4. Румянцев К. Е. Защищенные атмосферные лазерные системы связи. Таганрог: ТРТУ, 1998. – 60 с.
5. Казанцев С. Г. Лазерные технологии для телекоммуникационной платформы малого космического аппарата // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2018. – Т. 163. – № 2. – С. 29–47.
6. Перспективы развития систем лазерной связи в атмосфере и гидросфере / С. А. Андреев, С. Ю. Казанцев, А. И. Свистунова, П. А. Тимовец // Телекоммуникации и информационные технологии. – 2022. – Т. 9. – № 1. – С. 141–152.
7. Кузьмичев В. Н. Зарождение и развитие оптической многоканальной связи в СССР / В. Н. Кузьмичев, В. И. Маккавеев, Ю. В. Светиков // Электросвязь. – 2013. – № 6. – С. 9–14.
8. Перспективы использования индукторных электроприводов двойного питания с фазным управлением в опорно-поворотных устройствах антенных систем / А. А. Чумаченко, А. А. Бисов, С. А. Бронов, [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. – 2024. – Т. 78. – № 1. – С. 89–94.
9. Зуев В. Е. Дистанционное оптическое зондирование атмосферы : монография. Т. 8. Санкт-Петербург, 1992. – 232 с.
10. Lunar Laser Communication Demonstration // Space News and Beyond : официальный сайт. – URL: <http://707.su/78Az> (дата обращения 17.04.2024).

## СЕКЦИЯ

### «СВЧ ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

#### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ VICTS

Б. Н. Гладких, Е. А. Стригова, С. С. Поленга, А. Д. Полигина,  
А. В. Станковский, А. М. Александрин

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: boris.gladlix.03@mail.ru

Предложена математическая модель VICTS, позволяющая рассчитывать диаграмму направленности антенны при различных углах поворота излучателей. Рассмотрены факторы, влияющие на пространственную ориентацию луча диаграммы направленности. Учитываются фазовые сдвиги, возникающие при вращении одного слота между двумя соседними слотами и сканировании частоты. Показано сравнение математических и электродинамических результатов. Предлагаемый метод определения пространственного положения луча антенны VICTS будет реализован в программном обеспечении, предназначенном для наведения и сопровождения спутников в составе перспективного наземного терминала спутниковой связи.

В настоящее время активно развиваются перспективные сети спутниковой связи с использованием низкоорбитальных и среднеорбитальных космических аппаратов. Эти сети связи позволяют обеспечить широкополосный доступ к информационным услугам независимо от географического положения потребителя. Наземные терминалы спутниковых сетей требуют низкопрофильной антенной системы с высокой эффективностью и широким сектором углов сканирования. Одним из возможных вариантов реализации такой антенной системы может быть антенна VICTS [1; 2].

Для осуществления процесса сканирования диск 1 (Radiators), содержащий излучатели (рис. 1), поворачивается относительно источника плоских волн 2 (Plane wave) и системы питания 3 (Feeding system). При вращении дисков вдоль излучателей формируется линейный фазовый сдвиг, и диаграмма направленности наклоняется в плоскости, перпендикулярной радиаторам.

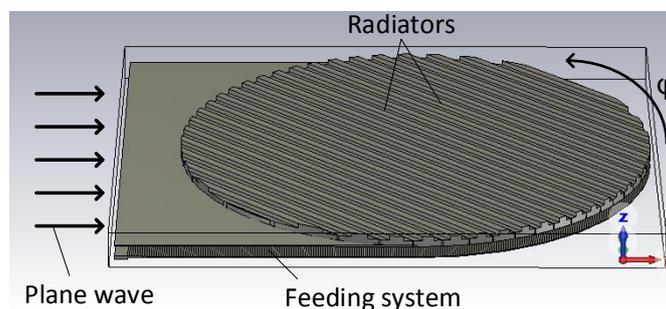


Рис. 1. Антенна VICTS

**Расчёт наклона луча антенны VICTS.** Отклонение диаграммы направленности при вращении излучающего слоя обусловлено возникающим фазовым сдвигом. Волна не достигает одновременно разных краёв одной щели, из-за этого диаграмма

направленности отклоняется в сторону наибольшего фазового сдвига. Длина волны на центральной частоте при замедлении:

$$\lambda = \lambda_0 \cdot K, \quad (1)$$

где  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве,  $K$  – коэффициент замедления.

Проекция диаграммы направленности луча на плоскость апертуры при её повороте определяется выражением

$$r = \lambda_0 \cdot \sin(\varphi), \quad (2)$$

где  $\varphi$  – угол поворота апертуры (рис. 2).

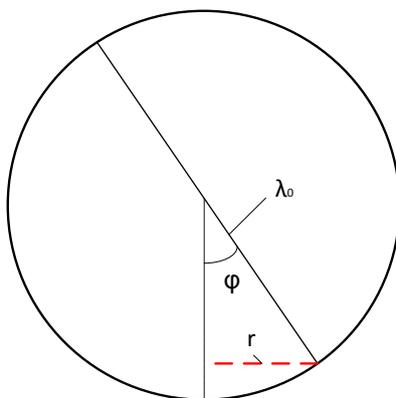


Рис. 2. Проекция луча диаграммы направленности на плоскость апертуры при её вращении

Угол подъёма диаграммы направленности луча определяется выражением:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{r}{\lambda}\right). \quad (3)$$

**Учёт взаимного влияния щелей при вращении апертуры.** Взаимное влияние щелей возникает при вращении излучающего слоя за счёт увеличения фазового сдвига пропорционально углу поворота. Увеличение расстояния между прорезями при повороте апертуры описывается выражением

$$h = \frac{\lambda_0}{\cos(\varphi)}. \quad (4)$$

Фазовый сдвиг (рис. 3) будет иметь следующий вид:

$$m = h - \lambda_0. \quad (5)$$

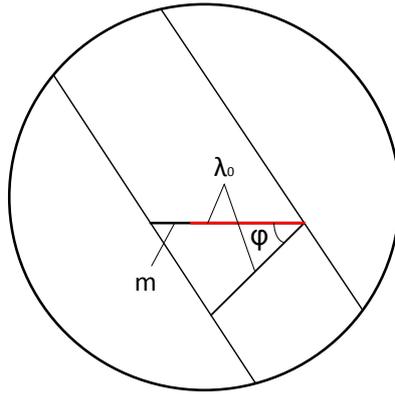


Рис. 3. Фазовый сдвиг и увеличение расстояния между щелями при повороте апертуры

Влияние соседних щелей на угол элевации  $\beta$  (рис. 4) имеет следующий вид:

$$\beta = \text{arctg} \left( \frac{m}{\lambda_0 \cdot K} \right). \quad (6)$$

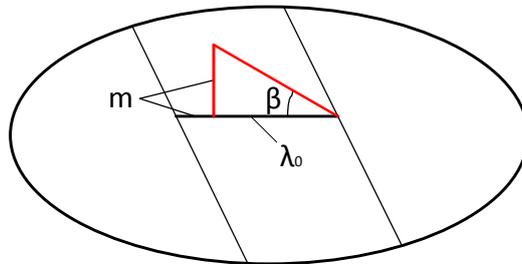


Рис. 4. Изменение угла элевации

Изменение положения луча по азимуту имеет следующий вид:

$$\varphi_\beta = \text{arctg} \left( \frac{\lambda_0 \cdot K \cdot \sin(\varphi) - m \cdot K}{\lambda_0 \cdot \cos(\varphi)} \right). \quad (7)$$

**Учёт частотного сканирования.** На диаграмму направленности влияет выбранная рабочая частота. Если она отличается от центральной, то диаграмма будет смещаться по азимуту и углу элевации. Фазовый сдвиг можно выразить следующим соотношением длин волн:

$$n = \frac{\lambda_f}{\lambda_0}, \quad (8)$$

где  $\lambda_f$  – длина волны на частоте, отличной от центральной.

Влияние частотного сканирования на угол элевации:

$$\alpha = \text{arctg} \left( \frac{(n\lambda_0 - \lambda_0)}{\cos(\varphi) \cdot \lambda_0 \cdot K} \right). \quad (9)$$

Изменение азимута определяется следующим выражением:

$$\varphi_{\alpha} = \arctg\left(\frac{\lambda_0 \cdot K \cdot \sin(\varphi) - m \cdot K \cdot \frac{(n \cdot \lambda_0 - \lambda_0)}{\cos(\varphi)}}{\lambda_0 \cdot \cos(\varphi) - (n \cdot \lambda_0 - \lambda_0) \cdot \sin(\varphi)}\right). \quad (10)$$

На основе полученных выражений разработана математическая модель упрощенной антенны *VICTS*, позволяющая определять пространственное положение луча антенны при различных углах поворота излучающего слоя антенны.

**Результаты.** Представлены результаты математического моделирования положения главного лепестка по углу элевации (рис. 5) и азимуту (рис. 6) при различных коэффициентах замедления. При уменьшении коэффициента замедления диапазон сканирования расширяется (рис. 5). Это достигается за счёт увеличения линейного фазового сдвига на излучающих щелях.

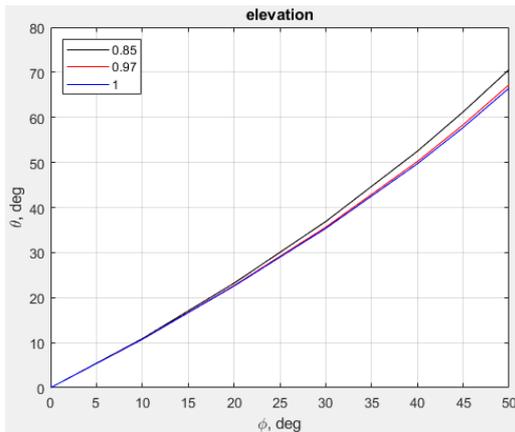


Рис. 5. Зависимость угла элевации от угла поворота апертуры

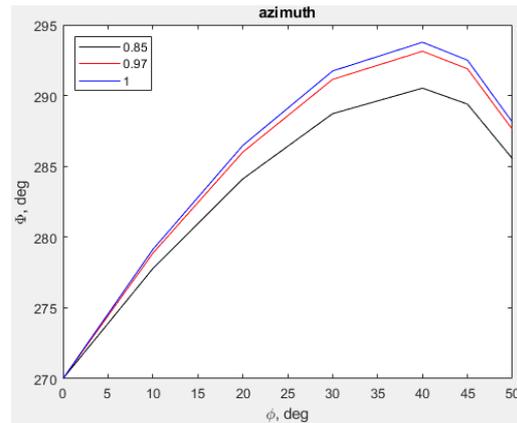


Рис. 6. Зависимость азимута от угла поворота апертуры

Изменение направления кривых под углами от 40 до 50 град. обусловлено большим увеличением фазового сдвига (5). Коэффициент поворота слота (2) становится меньше, чем вычитаемый фазовый сдвиг между двумя соседними слотами.

Далее было проведено сравнение положений луча антенны *VICTS*, полученных методом электродинамического моделирования и с использованием предложенных математических выражений.

Для сравнения использовалась упрощённая электродинамическая модель антенны *VICTS* (рис. 1). Модель антенны состоит из 21 излучающей щели, механически вращающихся в азимутальной плоскости; антенна возбуждается источником плоских волн. Замедляющая система воздействует на плоскую волну, уменьшая её длину. Для электродинамического анализа рассматриваемой модели антенны *VICTS* был использован метод конечных элементов [3].

Сравнение результатов расчёта элевации в математической и электродинамической моделях показано на рис. 7.

Расхождение кривых (рис. 7) составляет не более двух градусов в интервале от 0 до 50 град. Также на рис. 8 представлены зависимости положения луча антенны в плоскости угла элевации от угла поворота излучателей.

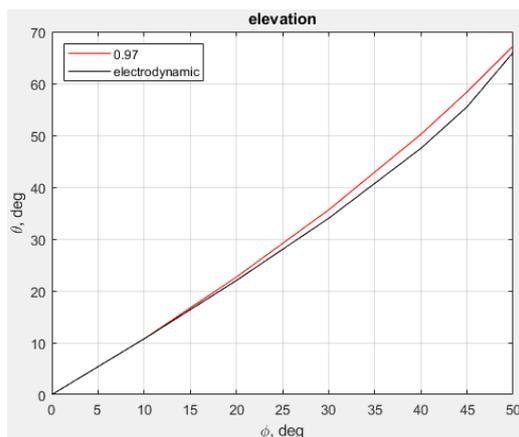


Рис. 7. Зависимость угла элевации от угла поворота апертуры  $K = 0,97$

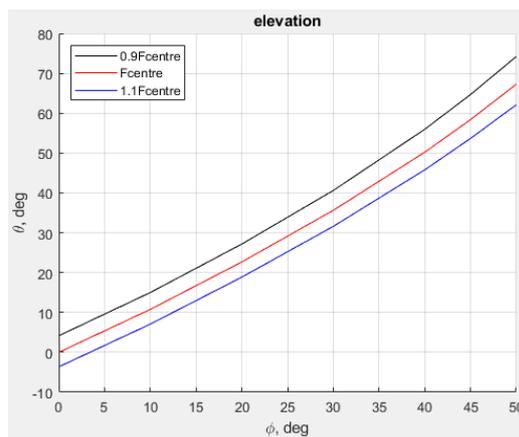


Рис. 8. Зависимость угла элевации от поворота апертуры на разных частотах

Таким образом, в результате данной работы была предложена математическая модель *VICTS* для определения пространственного положения главного лепестка диаграммы направленности. Полученные выражения позволяют определить положение луча по углу элевации и азимуту при различных углах поворота излучателей антенны. Показана нелинейная зависимость угла отклонения диаграммы направленности по углу места от угла поворота излучающего слоя. Позиционные зависимости главного лепестка антенны *VICTS*, полученные предложенными математическими и электродинамическими методами, показали хорошую сходимость. Максимальное расхождение при углах от 0 до 50 град. составило 2 град. Предложенный метод определения пространственного положения луча антенны *VICTS* может быть использован в системе спутникового слежения и наведения наземных терминалов спутниковой связи.

### Список литературы

1. Milroy W. W. Hughes Aircraft Company, "Antenna array configurations employing continuous transverse stub elements", US5349363A, 1991.
2. Milroy W. W. "The Continuous Transverse Stub (CTS) Array: basic theory, experiment, and application", 1991 Antenna Applications Symposium, Allerton Park, IL, USA.
3. Gallagher R. H., Finite element analysis. Fundamentals. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

# ИССЛЕДОВАНИЕ КРОСС-ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ РАЗВЯЗКИ В МАЛОГАБАРИТНЫХ ЩЕЛЕВЫХ ПОЛОСКОВЫХ АНТЕННАХ ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU

В. А. Борисов<sup>1</sup>, В. Н. Шепов<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Федеральное государственное бюджетное научное учреждение «Федеральный исследовательский центр  
«Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук»,  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50

<sup>2</sup>Сибирский государственный университет науки и технологий им. академика М. Ф. Решетнёва  
660037, Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31  
E-mail: Shepov@ksc.krasn.ru

Исследовано влияние СВЧ поглотителя на основные технические характеристики малогабаритных щелевых полосковых антенн вытекающей волны с правой круговой поляризацией: уровень кросс-поляризационной развязки, коэффициент усиления, коэффициент эллиптичности. Показано, что применение нового способа увеличения коэффициента усиления в приёмных широкополосных щелевых полосковых антеннах ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU позволяет применять СВЧ поглотитель для повышения стойкости данных антенн к многолучёвости.

Хорошо известно, что в антеннах высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) определяющий вклад в ошибку позиционирования вносит многолучёвость [1]. Наиболее эффективный способ борьбы с многолучёвостью заключается в применении специальных экранов антенн, например, *choke ring* экранов.

В малогабаритных антеннах с малогабаритным экраном подавление многолучевой интерференции необходимо осуществлять за счёт улучшения технических характеристик самих антенн: придания необходимой формы диаграмме направленности (ДН), уменьшения коэффициента эллиптичности ( $K_z$ , дБ), увеличения кросс-поляризационной развязки ( $X-pol$ ) и повышения стабильности фазовых центров [2–4].

В щелевых полосковых антеннах вытекающей волны с правой круговой поляризацией в отсутствие специальных экранов для борьбы с многолучёвостью применяется СВЧ поглотитель. Он выполняется в виде кольца и располагается между излучателем антенны и экраном. СВЧ поглотитель предотвращает не только приём навигационных сигналов ГНСС микрополосковым резонатором в обход щелей излучателя антенны, но и подавляет левую круговую поляризацию, что повышает стойкость данных антенн к многолучёвости. Однако при этом снижается и коэффициент усиления навигационных сигналов с правой круговой поляризацией ( $K_y$ ). Поэтому в широкополосных щелевых полосковых антеннах для увеличения коэффициента усиления часто не применяют СВЧ поглотитель. Но это приводит к возрастанию левой круговой поляризации и, в конечном итоге, к снижению точности позиционирования по сигналам ГНСС.

В настоящей работе приводятся результаты исследований влияния СВЧ поглотителя на кросс-поляризационную развязку для двух типов малогабаритных щелевых полосковых антенн вытекающей волны с правой круговой поляризацией. Одна антенна – для приёма навигационных сигналов ГЛОНАСС ( $L1$ ,  $L2$ ,  $L3$ ) и GPS ( $L1$ ,  $L2$ ), вторая – с расширенным диапазоном рабочих частот 1164–1300 МГц для приема сигналов ГЛОНАСС  $L2/L3$ , GPS  $L2/L5$ , Galileo  $E5a/E5b/E6$ , BeiDou  $B2/B3$ , и диапазоном 1559–1610 МГц для приема сигналов ГЛОНАСС  $L1$ , GPS  $L1$ , Galileo  $E1$ , BeiDou  $B1$ . Расчёт зависимости уровня кросс-поляризационной развязки, коэффициента усиления и коэффициента эллиптичности от ширины СВЧ поглотителя осуществлялся по

разработанным трехмерным моделям антенны. Применялся поглотитель *C-RAM MT-30* с вносимым затуханием 16 дБ/см на частоте 1 ГГц.

На рис. 1 приведена 3D модель малогабаритной щелевой полосковой антенны вытекающей волны ГЛОНАСС ( $L1, L2, L3$ ) и *GPS* ( $L1, L2$ ), где  $W$  – ширина СВЧ поглотителя. На рис. 2 показана рассчитанная ДН антенны на частоте 1246 МГц при изменении азимутальных углов ( $\varphi$ ) от 0 до 360°, где 1 – правая, 2 – левая круговая поляризация. Штриховыми линиями отмечен диапазон рабочих углов возвышения антенны.  $X-pol$  в зените ДН антенны составляет 23 дБ. На других рабочих частотах ДН подобны.

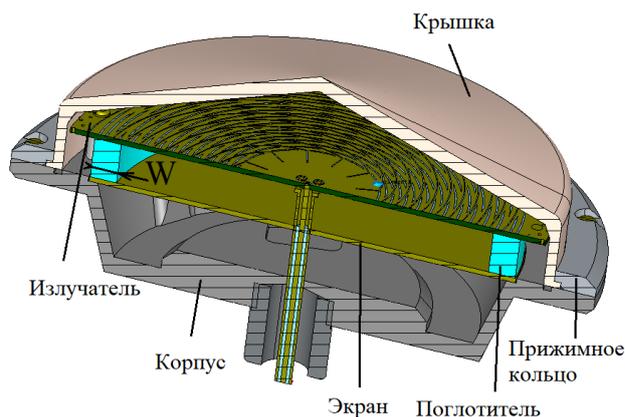


Рис. 1. Трехмерная модель щелевой полосковой антенны вытекающей волны

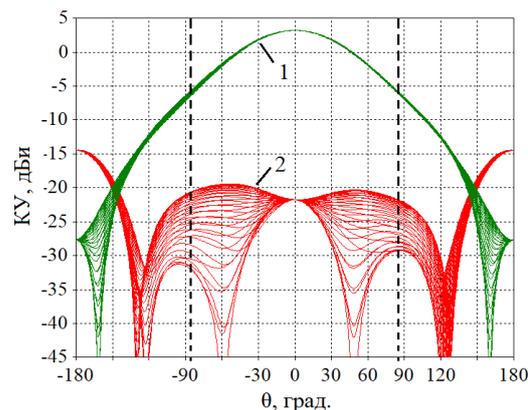
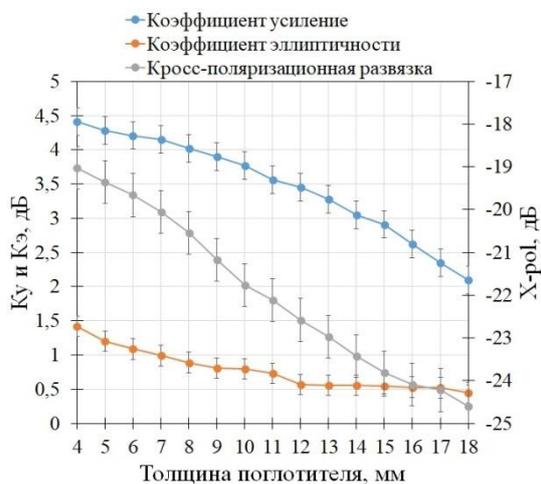
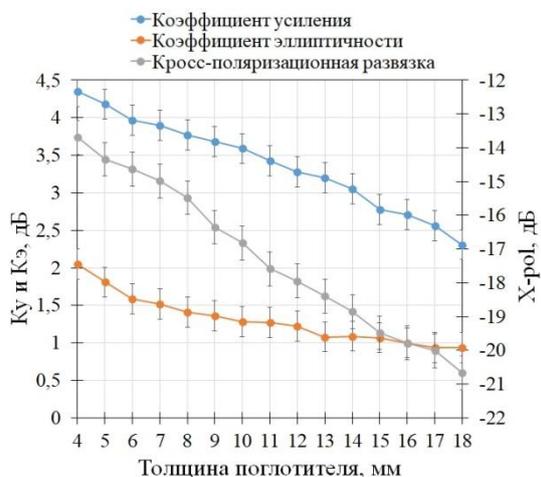


Рис. 2. ДН антенны, где 1 – правая, 2 – левая круговая поляризация



а



б

Рис. 3. Рассчитанные зависимости  $K_y$ ,  $K_\varepsilon$  и  $X-pol$  от  $W$ : а – на частоте 1246 МГц; б – на частоте 1202 МГц

На рис. 3, а и 3, б приведены рассчитанные зависимости  $K_y$ ,  $K_\varepsilon$  и  $X-pol$  от  $W$  антенны на частотах 1246 и 1202 МГц соответственно.  $W$  изменялась от 4 до 18 мм.  $K_y$ ,  $K_\varepsilon$  и  $X-pol$  рассчитывались в зените ДН антенны. Видно, что при увеличении  $W$  от 4 до 18 мм  $X-pol$  возрастает,  $K_y$  при этом уменьшается.

На рис. 4 показаны три антенны, подключенные к угломерному приёмнику ГНСС. Бесперебойный приём навигационных сигналов с углов  $\Theta = 5^\circ$  обеспечивался при  $K_y$  свыше 3 дБ, при этом  $W = 13$  мм.

На рис. 5 приведено сравнение измеренных временных зависимостей угла азимута на частоте 1246 МГц при  $W = 13$  мм и  $W = 10$  мм. Из рис. 5 видно, что, несмотря на увеличение  $K_y$  при уменьшении ширины поглотителя с 13 до 10 мм, СКО азимута ухудшилось с 2,02 до 2,13 угл. минут.



Рис. 4. Измерения относительной точности позиционирования по сигналам ГНСС

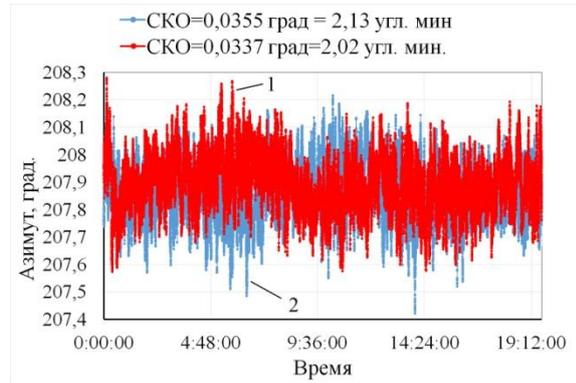


Рис. 5. Измеренные временные зависимости азимута при  $W = 13$  мм (1) и  $W = 10$  мм (2)

Для увеличения диапазона рабочих частот щелевых полосковых антенн, предназначенных для приёма сигналов ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU авторами предложено новое техническое решение. На рис. 6 показана топология разработанной антенны. Скачки волнового сопротивления выполнены таким образом, что низшая мода колебаний  $H$ -волны всех щелевых излучателей настроена на частотный диапазон 1164–1300 МГц для приёма сигналов ГЛОНАСС  $L2/L3$ , GPS  $L2/L5$ , Galileo  $E5a/E5b/E6$ , BeiDou  $B2/B3$ , а вторая мода  $H$ -волны всех щелевых излучателей настроена на диапазон 1559–1610 МГц для приёма сигналов ГЛОНАСС  $L1$ , GPS  $L1$ , Galileo  $E1$ , BeiDou  $B1$ . Благодаря тому, что в каждом поддиапазоне работают все щелевые излучатели, удаётся расширить диапазон рабочих частот антенны с сохранением высокого коэффициента усиления. Это позволяет применить СВЧ поглотитель и в широкополосных щелевых полосковых антеннах в отличие от зарубежных аналогов. КСВН такой антенны показан на рис. 7.

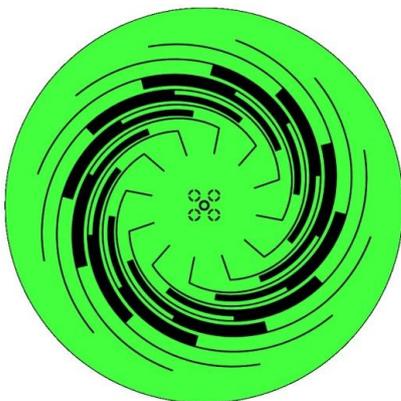


Рис. 6. Топология излучателя антенны ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU

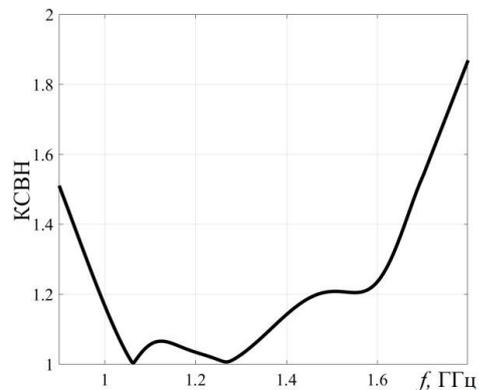


Рис. 7. КСВН щелевой полосковой антенны ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU

На рис. 8 приведены рассчитанные зависимости  $K_y$ ,  $K_z$  и  $X-pol$  от  $W$  на частоте 1300 МГц антенны ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU. Видно, что при  $K_y \sim 3$  дБ  $W$  составляет 9–10 мм. На рис. 9 показана рассчитанная ДН антенны на частоте 1300 МГц при  $W = 9$  мм. Видно, что  $X-pol$  в зените ДН антенны составляет свыше 21 дБ при  $K_y = 3,2$  дБ.

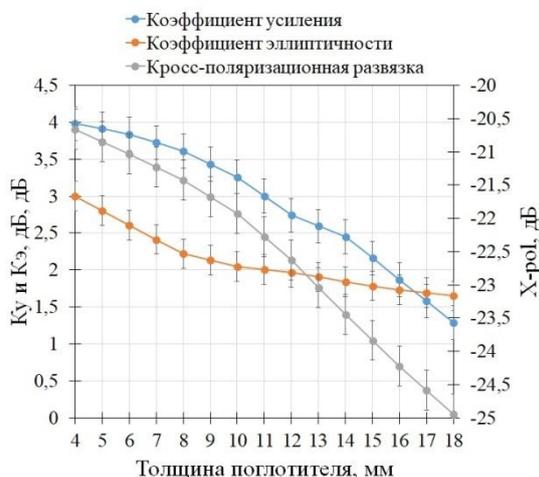


Рис. 8. Рассчитанные зависимости  $K_y$ ,  $K_z$  и  $X-pol$  от  $W$  на частоте 1300 МГц

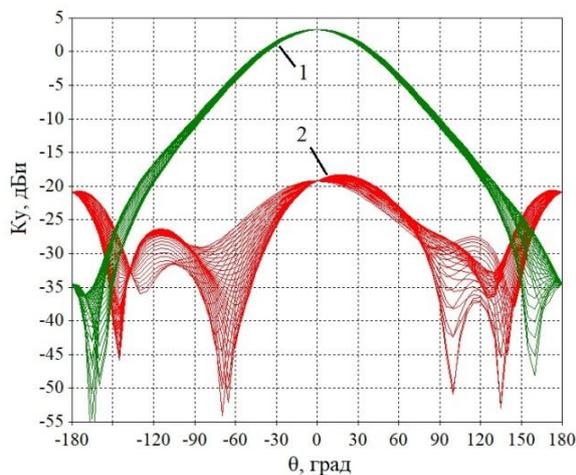


Рис. 9. ДН антенны частоте 1300 МГц, где 1 — правая, а 2 — левая круговая поляризация

Таким образом, проведенные исследования показали, что для щелевой полосковой антенны ГЛОНАСС ( $L1$ ,  $L2$ ,  $L3$ ) и GPS ( $L1$ ,  $L2$ ) оптимальная ширина СВЧ поглотителя составила 12–13 мм. Показано, что благодаря новому техническому решению, направленному на то, чтобы в каждом диапазоне рабочих частот антенны работали все щелевые излучатели, становится возможным расширить диапазон рабочих частот антенны с сохранением высокого коэффициента усиления. Это позволяет применять СВЧ поглотитель и в широкополосных щелевых полосковых антеннах ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU в отличие от зарубежных аналогов [5]. Оптимальная ширина СВЧ поглотителя в таких широкополосных антеннах составила 9–10 мм.

Публикация выполнена при финансовой поддержке краевого государственного автономного учреждения «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» и общества с ограниченной ответственностью научно-производственной фирмы «Электрон», договор № 681.

### Список литературы

1. Spilker Jr J. J. et al. (ed.). Global positioning system: theory and applications, volume I.: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
2. Шепов В. Н., Владимиров В. М., Марков В. В. Щелевые полосковые антенны с круговой поляризацией для малоэлементной антенной решётки высокоточного приёмника сигналов глобальных навигационных спутниковых систем // Радиотехника и электроника. – 2017. – Т. 62. – №. 7. – С. 662–671.
3. Kunysz W. Slot array antenna with reduced edge diffraction: US6452560, 2002.
4. Vladimirov V. M., Fateyev Y. L., Shepov V. N. Tri-band active patch slot antennas for angular observations using GLONASS/GPS signals // 2013 23rd International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". IEEE, 2013. – С. 594–595.
5. Zhong Z. P., Zhang X. A travelling-wave-fed slot spiral antenna with wide axial-ratio bandwidth and beamwidth for GNSS applications // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2021. – Т. 2. – С. 578–584.

# ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА ДЛЯ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU НА ВЫСШИХ МОДАХ ЩЕЛЕВЫХ И МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

В. А. Борисов<sup>1</sup>, В. Н. Шепов<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Федеральное государственное бюджетное научное учреждение «Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук»,  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50

<sup>2</sup>Сибирский государственный университет науки и технологий им. академика М. Ф. Решетнёва  
660037, Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31  
E-mail: shepov@ksc.krasn.ru

Разработана щелевая полосковая антенна вытекающей волны для высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU. Для расширения диапазона рабочих частот антенна выполнена на второй и третьей модах  $H$ -волны щелевых резонаторов и четвёртой, пятой и шестой модах квази- $T$ -волны микрополосковых резонаторов. В результате диапазоны рабочих частот антенны составляют: 1 164–1 300 МГц и 1 559–1 610 МГц. Антенна малогабаритная, низкопрофильная, имеет плоский малогабаритный экран и может применяться на летательных аппаратах.

С вводом в работу навигационных систем *Galileo* и *Beidou*, а также с расширением частотных диапазонов ГЛОНАСС ( $L3$ ) и *GPS* ( $L5$ ) возникла необходимость в более широкополосных приёмных антеннах, предназначенных для высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Диапазон рабочих частот приёмных антенн, необходимый для приёма сигналов ГНСС, можно условно разбить на два поддиапазона: 1 559–1 610 МГц для приёма сигналов ГЛОНАСС  $L1$ , *GPS*  $L1$ , *Galileo*  $E1$ , *BeiDou*  $B1$  и 1 164–1 300 МГц для приёма сигналов ГЛОНАСС  $L2/L3$ , *GPS*  $L2/L5$ , *Galileo*  $E5a/E5b/E6$ , *BeiDou*  $B2/B3$ .

Одно из направлений разработки таких широкополосных антенн – щелевые полосковые антенны вытекающей волны [1]. Они малогабаритные, низкопрофильные, обладают стабильным фазовым центром и могут применяться в передвижных высокоточных приёмниках ГНСС, в частности, в летательных аппаратах. Весомым преимуществом данных антенн является подавление многолучёвости даже в малогабаритном исполнении, без массивного экрана, за счёт особенностей конструкции антенны.

Излучатели щелевых полосковых антенн выполняются из диэлектрической подложки с двусторонней металлизацией [2–5]. В металле верхней стороны диэлектрической подложки выполняются щели. Для приёма СВЧ сигнала с круговой поляризацией щели закручиваются по спирали вокруг геометрического центра антенны. Из металла нижней стороны излучателя антенны выполняется микрополосковый резонатор (МПР), индуктивно связанный со щелями на верхней стороне излучателя. МПР выполняется в виде спирали. Для установления режима бегущей волны МПР нагружается на активное сопротивление, равное его волновому сопротивлению.

Классическая щелевая полосковая антенна вытекающей волны выполняется на низшей (полуволновой) моде колебаний  $H$ -волны и включает в себя два типа щелей: длинные и короткие [3–7]. Длинные щели настраиваются на поддиапазоны  $L2$ ,  $L3$ , короткие – на поддиапазон  $L1$ . Недостатком такого построения антенны является то, что в формировании каждого частотного поддиапазона участвует только половина щелей антенны. Увеличить диапазон рабочих частот до 1 164–1 300 МГц для принятия

навигационных сигналов ГЛОНАСС L2/L3, GPS L2/L5, Galileo E5a/E5b/E6, BeiDou B2/B3 в таких антеннах становится затруднительно.

Целью данной работы является увеличение диапазона рабочих частот малогабаритных щелевых полосковых антенн вытекающей волны. Для этого предлагается новый подход к проектированию щелевых полосковых антенн вытекающей волны, а именно: прием сигналов ГНСС предлагается осуществлять всеми щелями излучателя антенны и в одном поддиапазоне (второй модой колебаний  $H$ -волны всех щелей) и в другом (третьей модой колебаний  $H$ -волны всех щелей). Для расширения частотного диапазона передачи сигналов ГНСС от щелей в МПР бегущей волны предлагается задействовать высшие моды колебаний квази- $T$ -волны МПР.

На рис. 1 условно показаны регулярная щель (1) и щель со скачками ширины [8], выполненными для понижения частоты третьей моды колебаний  $H$ -волны (2). На рис. 2 приведены частотные зависимости коэффициента прохождения для регулярной щели (1) и щели со скачками волнового сопротивления (2), выполненными для понижения частоты третьей моды колебаний  $H$ -волны. Видно, что частота второй моды колебаний практически не смещается от скачка волнового сопротивления, при этом частота третьей моды понижена примерно с 1 870 МГц до 1 580 МГц для приёма сигналов ГЛОНАСС L1, GPS L1, Galileo E1 и BeiDou B1.

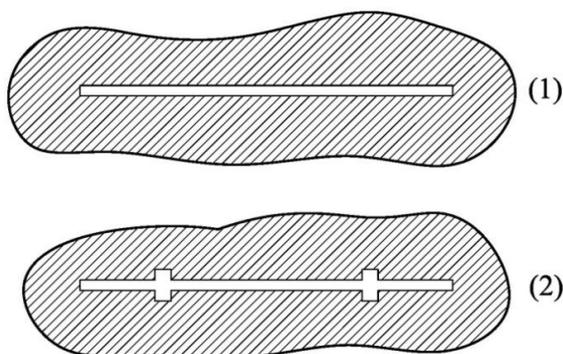


Рис. 1. Модель регулярной щели (1) и щели со скачками ширины для смещения третьей моды (2)

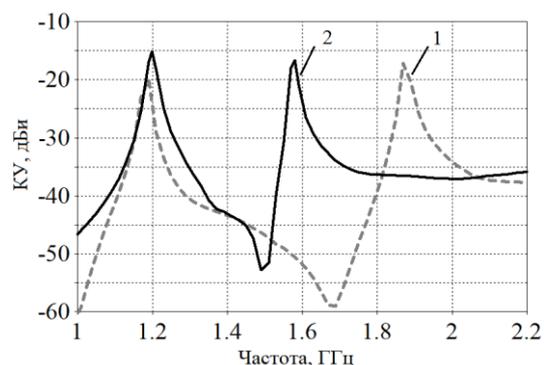


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента прохождения

На рис. 3 приведена разработанная модель МПР бегущей волны, предназначенного для передачи навигационных сигналов со всех щелей антенны в радиотракт. На рис. 4 показана частотная зависимость коэффициента отражения регулярного прямолинейного МПР без трансформатора волнового сопротивления (1) и МПР с трансформатором, выполненным для согласования волнового сопротивления МПР со щелями и с радиотрактом в требуемой полосе пропускания антенны (2). Видно, что для расширения диапазона рабочих частот антенны задействованы четвертая, пятая и шестая моды квази- $T$ -волны.

В результате получены следующие параметры МПР: длина трансформатора волнового сопротивления 64,12 мм, ширина трансформатора  $W1 = 1,85$  мм, длина микрополосковой линии 199,85 мм, ширина  $W2 = 1$  мм,  $R1 = 110$  Ом.

На рис. 5 показана модель излучателя щелевой полосковой антенны вытекающей волны, предназначенной для приема сигналов ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU. Вторая мода колебаний  $H$ -волны всех двенадцати щелевых излучателей настроена на поддиапазон 1 164–1 300 МГц, третья мода всех двенадцати щелей – на поддиапазон 1 559–1 610 МГц. Радиус излучателя антенны составил 70 мм, толщина подложки –

1,524 мм, диэлектрическая проницаемость – 3,38, ширина основной щели – 0,3 мм, длина щели – 226,94 мм; длина скачка – 9,54 мм, ширина скачка – 3,1 мм.

На рис. 6 приведена диаграмма направленности (ДН) антенны на частоте 1 300 МГц, где 1 – правая, 2 – левая круговые поляризации. Видно, что при расширении диапазона рабочих частот антенны на краю диапазона (1 300 МГц) сохраняется высокое подавление кросс-поляризации.

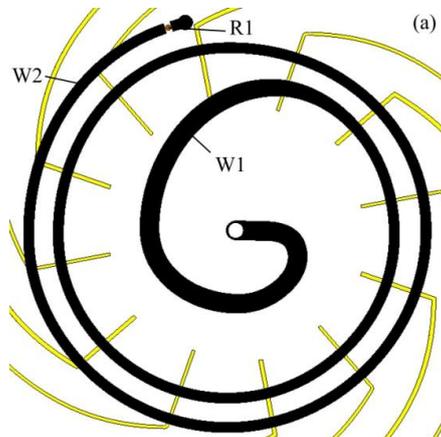


Рис. 3. Расчетная модель МПР бегущей волны в виде двухвитковой спирали

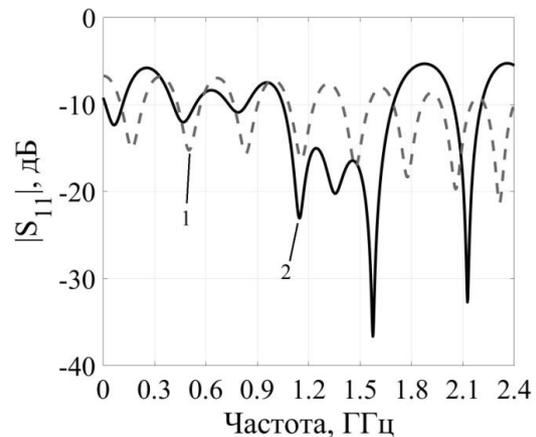


Рис. 4. Коэффициент отражения МПР

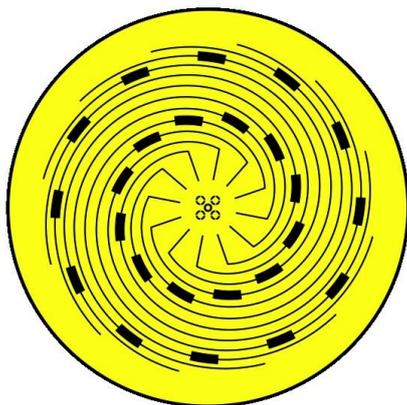


Рис. 5. Модель излучателя щелевой полосковой антенны на 2 и 3 модах

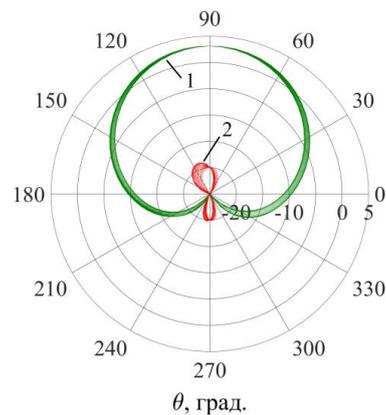


Рис. 6. ДН антенны на частоте 1 300 МГц

На рис. 7 показаны рассчитанные зависимости коэффициента эллиптичности антенны ( $K_3$ ) от угла возвышения  $\Theta$  на частоте 1 300 МГц при изменении азимутального угла  $\varphi$  от 0 до 360°. Наихудший  $K_3$  составил 1,25 дБ в зените и 2,5 дБ при углах  $\pm 85^\circ$  от зенита ДН антенны (пунктирные линии).

На рис. 8 приведена рассчитанная частотная зависимость  $K_y$  антенны. Пунктирными линиями отмечены диапазоны рабочих частот антенны 1 164–1 300 МГц и 1 559–1 610 МГц. Ширина СВЧ поглотителя оптимизирована для получения минимального  $K_y$  в диапазоне 1 164–1 300 МГц не менее 3 дБ.

Таким образом, разработанная щелевая полосковая антенна в отличие от известных аналогов обеспечивает в каждом из поддиапазонов – 1 164–1 300 МГц и 1 559–1 610 МГц приём навигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU всеми щелями антенны.

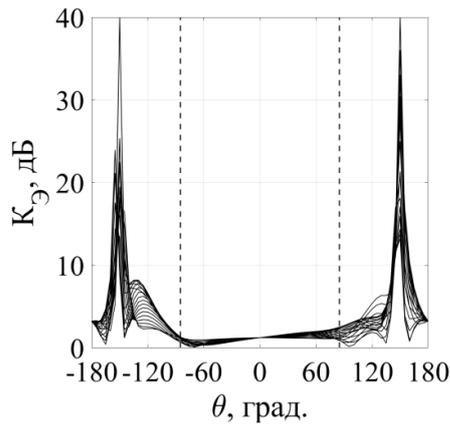


Рис. 7. Рассчитанные  $K_{\Sigma}$  антенны в диапазоне азимутальных углов  $\varphi$  от 0 до 360°

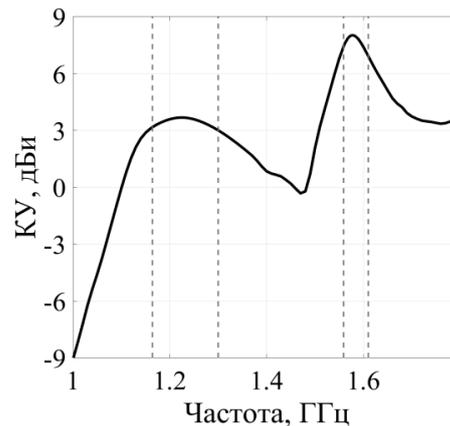


Рис. 8. Рассчитанная частотная зависимость  $K_{\Sigma}$  антенны

При этом для увеличения коэффициента усиления поддиапазон 1 164–1 300 МГц принимается волновой модой колебаний  $H$ -волны, а поддиапазон 1 559–1 610 МГц – третьей. Данное техническое решение позволяет расширить диапазон рабочих частот антенны, либо получить больший коэффициент усиления в таком же диапазоне частот, что и у известных аналогов [9].

Публикация выполнена при финансовой поддержке краевого государственного автономного учреждения «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» и общества с ограниченной ответственностью научно-производственной фирмы «Электрон», договор № 681.

### Список литературы

1. Kunysz W. Aperture coupled slot array antenna. US6445354, 2002.
2. Kunysz W., Badger E., Plamondon D. Leaky wave antenna with radiating structure including fractal loops. US7250916, 2007.
3. Kunysz W. Antenna phase center effects and measurements in GNSS ranging applications // 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference. – IEEE, 2010. – P. 1–4.
4. Vladimirov V. M., Shepov V. N. Patch slot antenna with circular polarization for the high-accuracy positioning using GNSS signals // 2013 23rd International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". – IEEE, 2013. – P. 596–597.
5. Vladimirov V. M., Markov V. V., Shepov V. N. Patch slot leaky-wave right-hand circular polarization antenna with additional spiral slots in the radiator // 2013 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS). – IEEE, 2013. – Т. 2. – P. 429–432.
6. Шепов В. Н., Владимиров В. М., Марков В. В. Щелевые полосковые антенны с круговой поляризацией для малозлементной антенной решетки высокоточного приемника сигналов ГНСС // Радиотехника и электроника. – 2017. – Т. 62. – №. 7. – С. 662–671.
7. Шепов В. Н., Марков В. В. Широкополосная щелевая полосковая антенна ГНСС. – 2017.
8. Патент РФ № 2580869 С1. Щелевая полосковая антенна вытекающей волны с круговой поляризацией со скачком ширины щелевых излучателей: № 2014145172/28 : заявл. 10.11.2014 : опубл. 10.04.2016 / В. Н. Шепов, В. В. Марков; заявитель КНЦ СО РАН. – EDN WATKVY.
9. Zhong Z. P., Zhang X. A travelling-wave-fed slot spiral antenna with wide axial-ratio bandwidth and beamwidth for GNSS applications // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2021. – Т. 2. – С. 578–584.

# ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ КОНИЧЕСКОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ

В. И. Гриц<sup>2</sup>, Ю. П. Саломатов<sup>1</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

<sup>2</sup>Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва»,  
662972, Красноярский край, г. Железнодорожск, ул. Ленина, 52  
E-mail: gritsvi@iss-reshetnev.ru

В статье представлены результаты восстановления диаграммы направленности конической рупорной антенны С-диапазона в дальней зоне по измерениям в зоне Френеля. Описан метод, использовавшийся в процессе восстановления диаграммы направленности.

На сегодняшний день методы измерения радиотехнических характеристик (РТХ) антенн разделяются на две основные группы – методы ближней (БЗ) и дальней (ДЗ) зон. Методы ДЗ требуют минимальных затрат на оборудование, однако для крупногабаритных антенн требуется антенный полигон больших размеров. К примеру, для измерений антенны диаметром 1 метр и работающей на частоте 20 ГГц потребуются измерительная трасса длиной 133,4 метра. Методы БЗ, напротив, позволяют проводить измерения на небольших расстояниях, однако, для их реализации необходимо дорогостоящее оборудование. Компромиссом между указанными методами является использование метода измерения РТХ антенн в зоне Френеля на разреженной сетке углов [1].

Данный метод требует меньшего расстояния между вспомогательной и исследуемой антеннами, чем методы дальней зоны. По сути, данный метод является модификацией метода вышки для ДЗ, с которым его объединяет похожая схема и принцип измерений. Кроме того, для его реализации не требуется применение сложных комплексов ближнепольных измерений.

В рамках работы был проведён эксперимент, заключающийся в следующем. На выбранной частоте производится измерение одного сечения ДН антенны в дальней зоне, после чего исследуемая и вспомогательная антенны смещаются на расстояние, соответствующее зоне Френеля.

В настоящее время в литературе нет единого мнения по вопросу определения нижней границы зоны Френеля. В связи с этим приведем критерии определения расстояния до нижней границы зоны [2]:

$$\begin{aligned}R_{\text{фр}} &\geq 0,6D \cdot \sqrt{D/\lambda}, \\R_{\text{фр}} &\geq 0,62 \cdot (D^{3/2}/\sqrt{\lambda}), \\R_{\text{фр}} &\geq D^2/4\lambda, \\R_{\text{фр}} &\geq 0,5 \cdot (D^{4/3}/\lambda^{1/3}), \\R_{\text{фр}} &\geq (D^2/10 \dots 20\lambda).\end{aligned}$$

Для корректного выполнения измерений необходимо добиться совмещения фазового центра исследуемой антенны с осью вращения опорно-поворотного устройства во избежание искажения фронта волны, проходящей на исследуемую антенну со стороны вспомогательной.

Далее снимается несколько сечений ДН в зоне Френеля, затем с помощью специального математического алгоритма восстанавливается ДН антенны в дальней зоне. Минимально необходимое количество сечений определяется по формуле:

$$N_{\min} = 2 \left[ \frac{D^2}{2\lambda R} \right] + 1, \quad (1)$$

где  $D$  – наибольший линейный размер исследуемой антенны,  $R$  – расстояние между исследуемой и вспомогательной антеннами,  $\lambda$  – длина волны исследуемой антенны. Полученное значение округляется до ближайшего большего нечётного целого числа. В эксперименте измерения проводились для конической рупорной антенны с диаметром апертуры 0,12 метра на длине волны 0,038 метра. Расстояние  $R$  было равно 0,323 метра. Количество сечений, согласно (1), получилось равным 2,189, в связи с чем минимально необходимое количество сечений было выбрано равным 3.

Сравнение восстановленных ДН и измеренных в дальней зоне представлено на рис. 1.

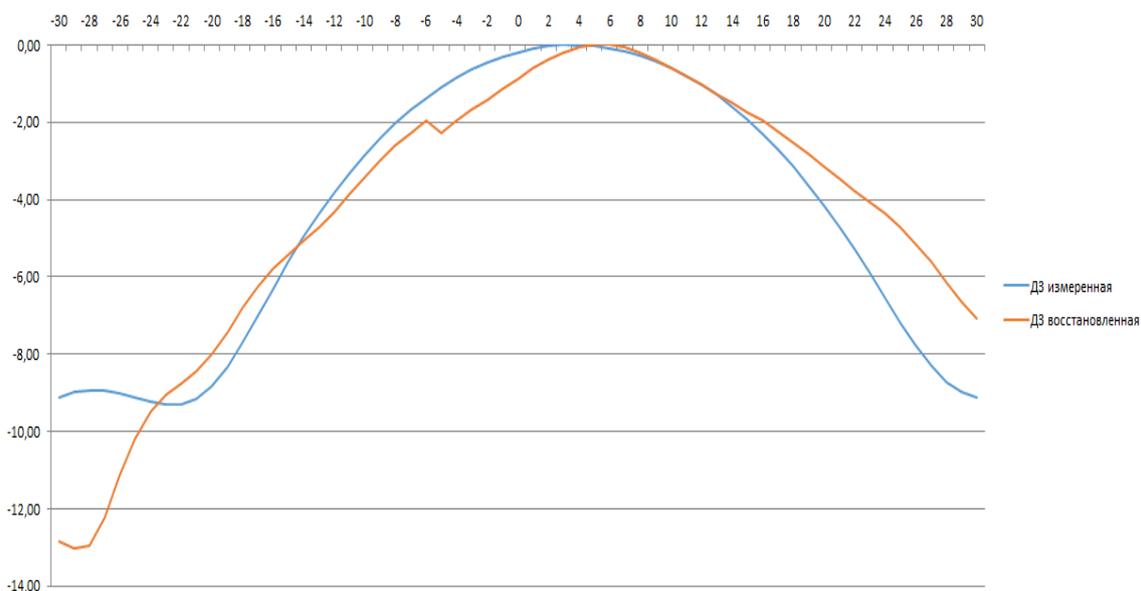


Рис. 1. Сравнение измеренной в ДЗ и восстановленной из трёх сечений ДН

Видно, что восстановление диаграммы происходит с недостаточной точностью. Данная проблема может быть связана со следующими причинами:

- неточная юстировка вспомогательной и исследуемой антенн относительно друг друга;

- погрешность измерения расстояния между антеннами;

- неполная безэховость рабочего места, где проводились измерения.

Для точной юстировки антенн относительно друг друга предполагается использование лазерного радара типа MV260. Радар также можно использовать для точного определения расстояния между вспомогательной и испытуемой антеннами.

Безэховость обеспечивается путем укладки радиопоглощающего материала (РПМ) на все открытые металлические поверхности, находящиеся в зоне досягаемости испускаемой вспомогательной антенной электромагнитной волны, а также на пол для

предотвращения переотражения электромагнитного излучения от его поверхности и, как следствие, искажения результатов измерений ДН.

### **Список литературы**

1. Кривошеев Ю. В. Измерение характеристик антенн в зоне Френеля на разреженной сетке углов. Диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук. Москва, 2014. – 146 с.

2. Доманов С. К. Влияние технологических факторов на радиотехнические характеристики антенн космических аппаратов. Диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук. Томск, 2018. – 144 с.

3. Восстановление диаграммы направленности антенны по измерениям в зоне Френеля на стенде для измерений в дальней зоне / И. Л. Виленко, А. А. Медухин, Ю. А. Сусеров [и др.] // Антенны. – 2005. – № 1. – С. 46–52.

# КОЭФФИЦИЕНТЫ СВЯЗИ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ГАЛЬВАНИЧЕСКИМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ

А. М. Сержантов, Т. Ю. Шумилов, А. С. Колбасов, А. Е. Иванов

*Сибирский федеральный университет*  
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79  
E-mail: x.andrei2000@mail.ru

Рассмотрены коэффициенты связи пары взаимодействующих резонаторов с дополнительной гальванической связью. Обнаружено, что коэффициент индуктивной связи резонаторов может иметь как положительный, так и отрицательный по отношению к коэффициенту гальванической связи, а коэффициент ёмкостной и гальванической связи всегда имеют противоположные знаки. На примере полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка на четвертьволновых микрополосковых резонаторах показано, что применение дополнительной гальванической связи позволяет реализовывать частотно-селективные устройства с высокой избирательностью.

Полосно-пропускающие фильтры сверхвысоких частот (СВЧ) относятся к важнейшим элементам систем связи, радиолокации, радионавигации и специальной радиоаппаратуры. В настоящее время широкое распространение в СВЧ-технике получили микрополосковые конструкции фильтров, отличающиеся надёжностью и технологичностью в производстве. Как известно, фильтры на четвертьволновых микрополосковых резонаторах (МПР) имеют ряд преимуществ по сравнению с фильтрами на полуволновых резонаторах. Они, в частности, меньше по габаритам и вместе с тем обладают лучшими частотно-селективными свойствами. В связи с этим изучение взаимодействия четвертьволновых микрополосковых резонаторов – важная и актуальная задача, решение которой позволит создавать частотно-селективные устройства с улучшенными характеристиками.

Для количественного описания взаимодействия микрополосковых резонаторов обычно используются коэффициенты ёмкостной  $K_C$ , индуктивной  $K_L$  и полной связи  $K$ . Эти коэффициенты на близких к резонансным частотах определяются из погонных параметров взаимодействующих микрополосковых линий, образующих МПР. В случае регулярных четвертьволновых МПР, взаимодействующих по всей длине полосковых проводников, индуктивная связь превалирует над ёмкостной связью при любой величине зазора между проводниками. Для реализации фильтров с широкой полосой пропускания на основе таких резонаторов необходимо уменьшать зазор между проводниками до величины, которую невозможно реализовать из-за технологических ограничений. Кроме того, малая величина зазора приводит к уменьшению предельно допустимой рабочей мощности устройства. В настоящей работе исследовано взаимодействие четвертьволновых микрополосковых резонаторов, в которых для усиления их взаимодействия добавлен третий тип связи – гальванический. Введение гальванической связи позволяет значительно усилить взаимодействие резонаторов без необходимости их сближения и даёт возможность реализовать полосно-пропускающие фильтры с высокими частотно-селективными свойствами и хорошей технологичностью в изготовлении.

Рассмотрим пару электромагнитно связанных четвертьволновых микрополосковых резонаторов, эквивалентная схема которых на нижней резонансной частоте представляет собой два связанных колебательных контура с ёмкостной и индуктивной связью (рис. 1, а). Как известно, относительная ширина полосы пропускания фильтров на основе электродинамических резонаторов пропорциональна полному коэффициенту их связи, который может быть выражен через

собственные частоты связанных колебаний или через соответствующие коэффициенты индуктивной  $K_L$  и ёмкостной связи  $K_C$  [1]:

$$K = \frac{f_e^2 - f_o^2}{f_e^2 + f_o^2} = \frac{K_L - K_C}{1 - K_L K_C}. \quad (1)$$

Здесь коэффициенты индуктивной связи  $K_L$  и ёмкостной связи  $K_C$  выражаются через элементы эквивалентной схемы (рис. 1, а):

$$K_L = \frac{L_{12}}{L}, \quad K_C = \frac{C_{12}}{C + C_{12}}. \quad (2)$$

Наряду с индуктивным и ёмкостным введём ещё один тип взаимодействия  $K_G$ , назовём его гальваническим, который реализуется посредством проводника, обладающего индуктивностью  $L_G$  (рис. 1, б).

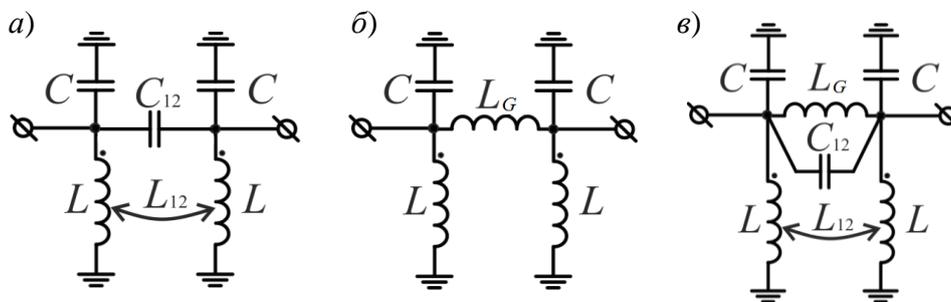


Рис. 1. Эквивалентные схемы двухзвенных фильтров при наличии: а – ёмкостной и индуктивной связи резонаторов; б – только гальванической связи; в – всех связей

Используя выражения для частот чётной и нечётной моды связанных колебаний резонаторов, можно получить формулу для коэффициента гальванической связи  $K_G$ :

$$K_G = \frac{L}{L + L_G}. \quad (3)$$

Представляет интерес рассмотреть важную с практической точки зрения ситуацию, когда резонаторы имеют все три указанных выше типа связей (рис. 1, в). Выражение для полного коэффициента связи резонаторов в этом случае имеет вид:

$$K = \frac{K_G \pm K_L - K_C \mp K_G K_L - K_G K_L^2 + K_G K_L^2 K_C}{1 - K_G K_C \mp K_L K_C - K_G K_L^2 \pm K_G K_L K_C + K_G K_L^2 K_C}. \quad (4)$$

Анализ полученного выражения показывает, что для малых (на порядок меньших единицы) значений коэффициента индуктивной, ёмкостной и гальванической связи с хорошей точностью выполняется следующее приближение:

$$K \approx K_G \pm K_L - K_C. \quad (5)$$

В формуле (5) знак «–» соответствует встречному включению катушек индуктивности, а знак «+» – сонаправленному включению, как это показано на рис. 1. Таким образом, коэффициент ёмкостной связи  $K_C$  всегда вычитается из коэффициента гальванической связи  $K_G$ , в то время как коэффициент индуктивной связи  $K_L$  может как складываться, так и вычитаться из них. В реальных конструкциях микрополосковых фильтров взаимная компенсация указанных связей приводит к образованию нулей коэффициента передачи на амплитудно-частотной характеристике фильтра (АЧХ), что может быть использовано для повышения избирательности устройств.

Рассмотрим конкретный пример микрополоскового фильтра четвёртого порядка, в котором реализовано дополнительное гальваническое взаимодействие между парой смежных четвертьволновых резонаторов (рис. 2, а). Фильтр состоит из четырёх микрополосковых резонаторов, регулярные полосковые проводники которых одним концом замкнуты на экран. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon = 80$ , её толщина 2 мм. Ширина полосковых проводников наружных резонаторов 5,6 мм, внутренних 5 мм. Величина зазора между проводниками первого и второго, а также третьего и четвёртого резонаторов составляет 2,8 мм. Зазор между проводниками второго и третьего резонаторов составляет 1,8 мм. Размеры проводника дополнительной гальванической связи составляют 0,2×40 мм, а его концы подключены к проводникам внутренних резонаторов на расстоянии 2,75 мм от их свободных концов. Длина полосковых проводников внутренней пары резонаторов 46,75 мм, а у наружных резонаторов 45 мм. Центральная частота полосы пропускания фильтра составляет  $f_0 = 220$  МГц, её относительная ширина  $\Delta f/f_0 = 11$  %.

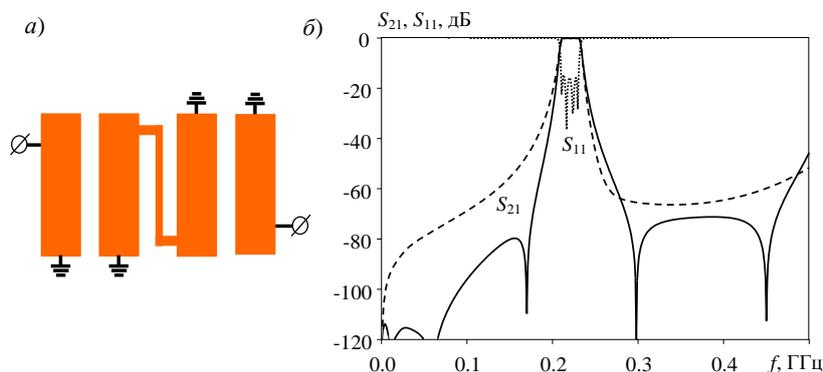


Рис. 2. Четырехрезонаторный фильтр: а – топология полосковых проводников; б – АЧХ фильтра

На рис. 2, б показаны рассчитанные в программе электродинамического анализа частотные зависимости коэффициента передачи  $S_{21}$  (сплошная линия) и коэффициента отражения  $S_{11}$  (точки) рассматриваемого фильтра. Видно, что вблизи полосы пропускания фильтра расположены нули коэффициента передачи, которые значительно повышают избирательность устройства. Важно отметить, что в аналогичной конструкции фильтра без проводника дополнительной гальванической связи между внутренними резонаторами нули коэффициента передачи на АЧХ отсутствуют (штриховая линия на рис. 2, б).

### Список литературы

1. Беляев Б. А., Титов М. М., Тюрнев В. В. // Изв. ВУЗов, Радиофизика. – 2000. – № 8. – С. 722.

# СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОХОДНЫХ АНТЕНН W-ДИАПАЗОНА

Л. М. Любина, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Ю. Г. Антонов, М. И. Сугак

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)  
197022, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, дом 5, литера Ф  
E-mail: lmlyubina@etu.ru

В работе приведено описание конструкций, результаты численного и экспериментального исследования характеристик проходных антенн, синтезированных с применением голографического метода, а также диэлектрических линз различной конфигурации. Приведено сравнение характеристик излучения, частотных зависимостей КУ в полосе рабочих частот 85–105 ГГц. Рассмотрены различные подходы к подавлению излучения поля в задней полусфере для проходных антенн печатного типа.

В связи с интенсивным развитием систем связи массового и специального назначения и связанным с этим активным освоением верхней части миллиметрового диапазона, представляет интерес оценка эффективности применения известных и хорошо зарекомендовавших себя антенных решений на частотах W-диапазона. В этом случае длина волны составляет единицы миллиметров, поэтому всё чаще разработчики обращаются к антенным системам с пространственным питанием, которые включают в себя антенны на поверхностных волнах, отражательные и проходные антенны, выполненные с применением обычной печатной технологии и диэлектрической 3D печати. Синтез такого рода антенн является особенно актуальной задачей в связи с распространением систем типа «*massive-MIMO*», где необходимо обеспечивать работу с большим количеством лучей от антенной решётки – источника опорного поля [1–4].

В рамках данной работы выполнялось численное моделирование, экспериментальное исследование и сравнение характеристик следующих структур (рис. 1), возбуждаемых слабонаправленным облучателем.

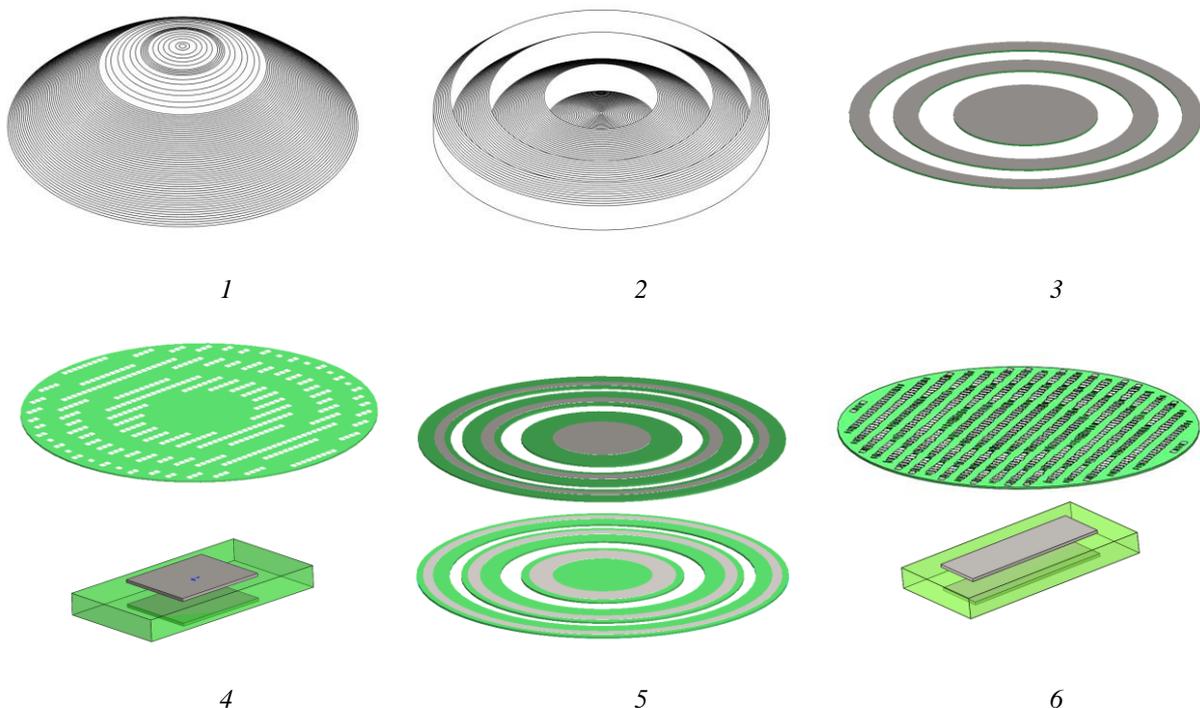


Рис. 1. Рассматриваемые структуры

1. Замедляющие линзы, реализованные с применением технологии 3D-печати, на основе материалов: ASA ( $\varepsilon = 3,0$ ); PETG ( $\varepsilon = 2,7$ ).

2. Замедляющие зонированные линзы, при различных значениях фазы опорного поля  $\varphi_0$ , принятых при синтезе. Антенны реализованы с применением технологии 3D-печати на основе тех же материалов.

3. Однослойная зонированная линза, синтезированная на основе бинарной аппроксимации интерференционной картины поля с применением голографического подхода.

4. Зонированная линза на основе бинарной аппроксимации интерференционной картины двухслойным элементом в виде связанных диполей, синтезированной с применением голографического подхода, на подложке RO3003 ( $\varepsilon = 3,0$ ); ( $\text{tg}\delta = 0,001$ ), с толщиной диэлектрика 0,254 мм, толщина металлизации 0,035 мм. Геометрия связанных диполей (длина  $0,26\lambda_0$ , ширина  $0,22\lambda_0$ ) была получена в пределах ячейки Флоке с размерами  $0,75\lambda_0 \times 0,4\lambda_0$ .

5. Зонированная линза на основе бинарной аппроксимации интерференционной картины, синтезированной с применением голографического подхода, с применением сплошных областей металлизации, с учётом набега фазы в диэлектрическом слое, на основе RO3003 по п. 4.

6. Проходная антенная решётка линейной поляризации на основе RO3003 по п. 4. Геометрия базового элемента решётки была получена в пределах ячейки Флоке размерами  $0,75\lambda_0 \times 0,3\lambda_0$ , регулировка фазы прошедшего поля (диапазон перестройки управляющей кривой в  $234^\circ$ ) осуществляется варьированием длины и ширины диполей.

Радиус раскрыва для всех конструкций антенн составляет 25 мм, расстояние до источника опорного поля (открытый конец прямоугольного волновода WR10) – 30 мм, центральная частота (частота расчёта) – 95 ГГц ( $\lambda_0$ ). Моделирование выполнялось в пакете ANSYS Electromagnetic. Эксперимент проводился только для диэлектрических линзовых антенн в W-диапазоне.

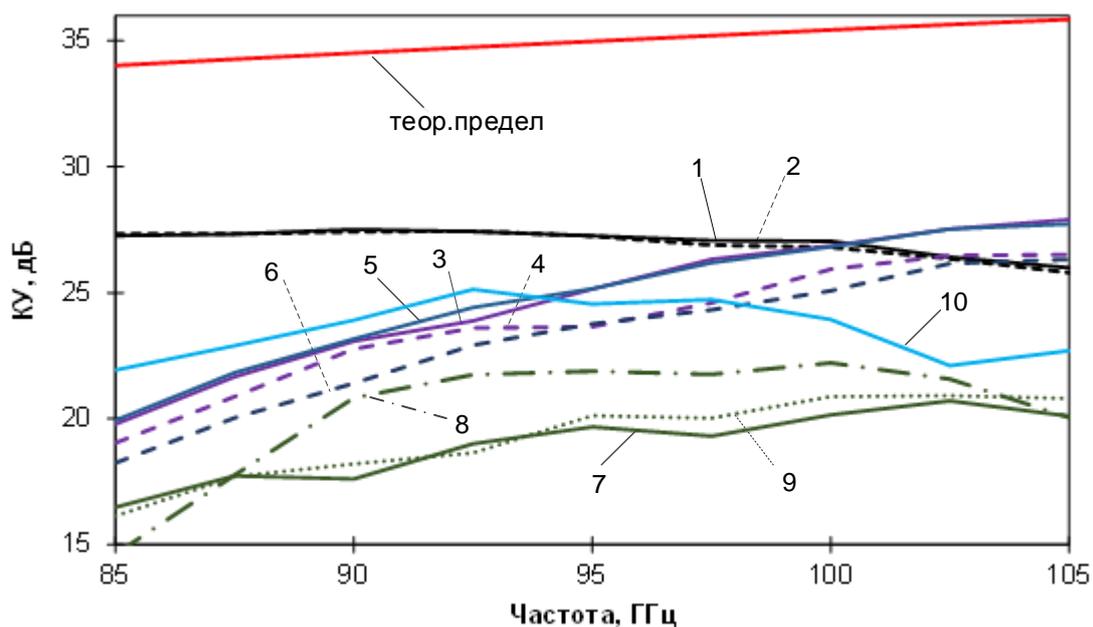
Расчётные частотные зависимости КНД и отношения  $F/B$  для всех представленных случаев в полосе частот 85–105 ГГц приведены на рис. 2, а и рис. 2, б соответственно.

Полученные численные данные в соответствии с исследуемыми структурами (п. 1–6) и номерами кривых на рис. 2 сведены в табл. 1.

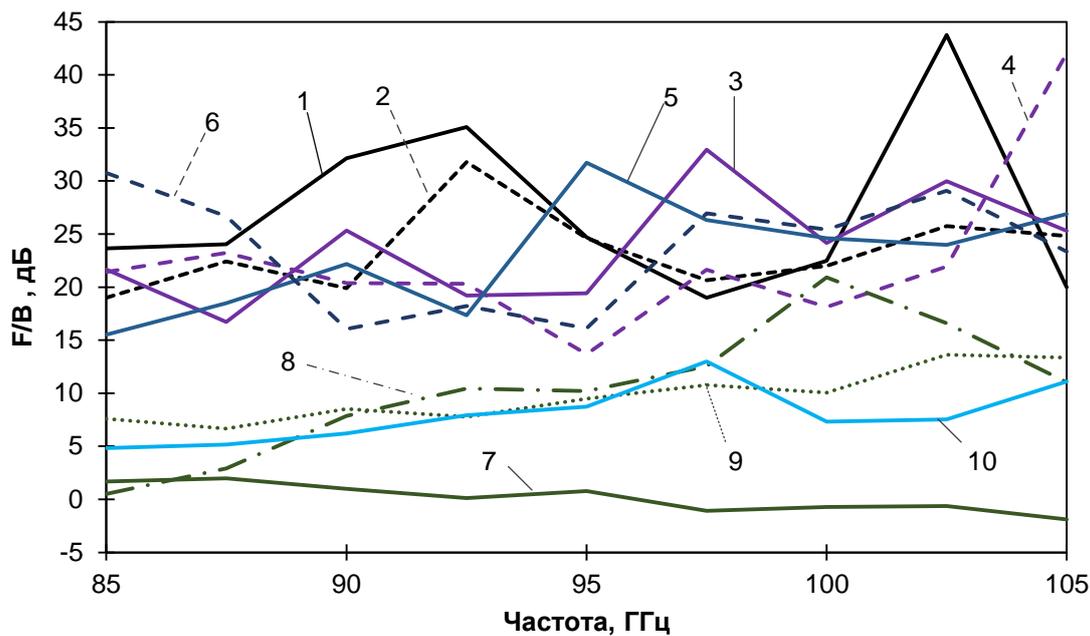
Таблица 1

Численные оценки параметров исследуемых структур

№ кривой	Структура	КНД при 95 ГГц, дБ	$F/B$ при 95 ГГц, дБ	КИП при 95 ГГц, дБ
1	п. 1. ASA	27,3	19,9	-7,7
2	п. 1. PETG	27,2	24,8	-7,8
3	п. 2. ASA, $\varphi_0 = \pi/2$	25,1	19,4	-9,8
4	п. 2. ASA, $\varphi_0 = 5\pi/4$	23,7	13,7	-11,3
5	п. 2. PETG, $\varphi_0 = \pi/2$	25,1	31,7	-9,7
6	п. 2. PETG, $\varphi_0 = 5\pi/4$	23,8	16,1	-11,2
7	п. 3	19,7	0,76	-15,3
8	п. 4	21,9	14,6	-9,5
9	п. 5	20,1	9,5	-13,1
10	п. 6	24,6	8,7	-10,4



a



b

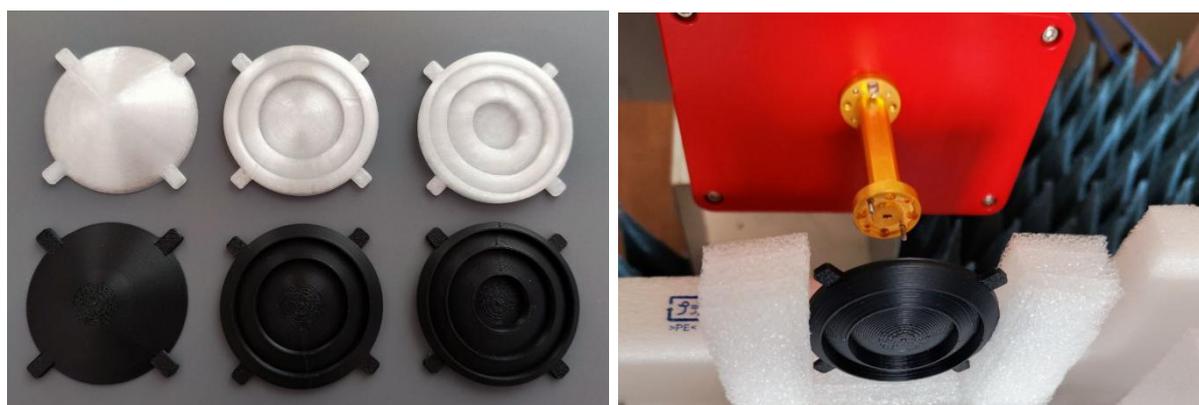
Рис. 2. Частотные зависимости: а – КНД; б – отношения  $F/V$

Таким образом, в результате численной оценки наилучшими характеристиками обладают замедляющие линзы из диэлектриков *ASA* и *PETG* (п. 1, кривые 1–2 на рис. 2). Причём, при переходе к замедляющим зонированным структурам (п. 2, кривые 3–4 на рис. 2) из аналогичного материала наблюдается заметная зависимость эффективности замедляющих зонированных структур от фазы опорного поля, выбранной при синтезе (до 1 дБ в КИП). Схожими характеристиками обладает

проходная антенная решётка (фазокорректирующая поверхность, п. 6, кривая 10 на рис. 2), хотя она и является и более узкополосной ввиду использования элементов с размерами, близкими к резонансным. Отметим, что удаётся синтезировать такого рода структуры с большими уровнями КНД, однако для этого нужно использовать многослойные поверхности с большими диапазонами перестройки фазы прошедшего поля.

Отдельно следует отметить проходные структуры, синтезированные на основе голографического подхода (пп. 3–5). Как и ожидалось, грубая бинарная аппроксимация интерференционной картины (п. 3, кривая 7 на рис. 2) обладает наибольшим уровнем поля в обратном направлении, что является традиционной проблемой такого рода антенн. С помощью замены сплошного металлического участка на систему из двух связанных диполей, которые в направлении «назад» отражают поле в противофазе (п. 4, кривая 8 на рис. 2), удалось добиться существенного улучшения отношения  $F/B$ . Минусом такого решения в  $W$ -диапазоне, как и в случае с проходной антенной решёткой, является необходимость соблюдения высокой точности изготовления отдельных элементов, что может повлиять на стоимость образца. По этой причине был рассмотрен другой вариант, когда сплошная металлизация при той же бинарной аппроксимации наносится на разные стороны диэлектрической платы, за счёт чего на отдельных участках фокусирующей поверхности поле в обратном направлении отражается с задержкой фазы в 176 градусов в рамках рассмотренного случая, а в прямом направлении в ряде зон получается дополнительную задержку (п. 5, кривая 9 на рис. 2). Характеристики такой антенны схожи с предыдущим случаем.

Для верификации результатов, полученных для диэлектрических линз, было проведено экспериментальное исследование изготовленных с применением 3D-печати образцов из указанных материалов (рис. 3, а) в полосе частот 75–110 ГГц с применением ВАЦ Кобальт С2220 с АКПП-9902Р. В качестве облучателя использован открытый конец волновода типа WR10 с фланцем, вид установки представлен на рис. 3, б. Сравнение численных и экспериментальных частотных зависимостей КУ приведено на рис. 4.



а

б

Рис. 3. Внешний вид: а – изготовленных образцов замедляющих и зонированных линз, черный материал – ASA, прозрачный материал – PETG; б – измерительной установки

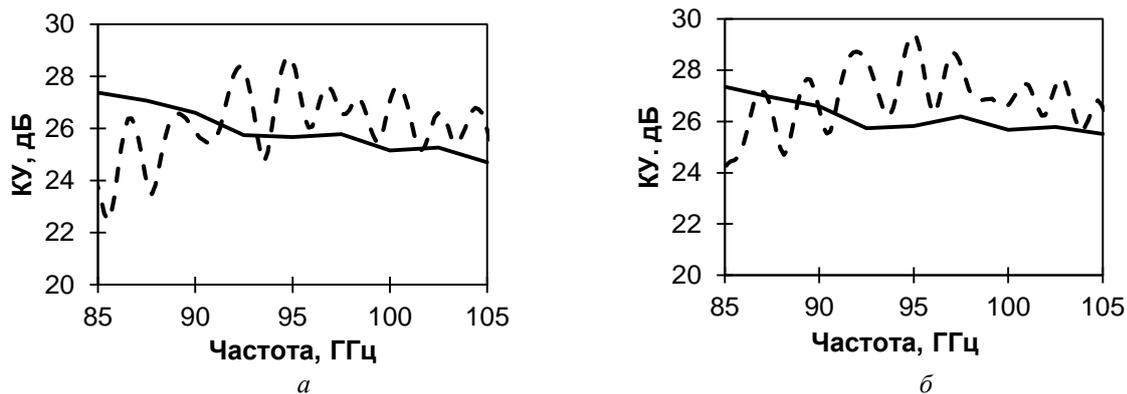


Рис. 4. Частотные зависимости КУ для замедляющих линз. Сплошные линии – данные численного моделирования, пунктирные – результаты экспериментального исследования.  
Материал: *а* – ASA; *б* – PETG

В результате проведённого анализа можно сделать вывод, что с точки зрения максимизации КИП в полосе рабочих частот среди всех рассмотренных вариантов наибольший интерес представляют диэлектрические линзовые антенны, кроме того, такого рода конструкции обладают относительно низкой стоимостью изготовления.

При увеличении апертуры антенн стоит рассмотреть возможность использования антенн, построенных на основе голографических экранов, ввиду простоты их синтеза, однако при этом необходимо использовать различные способы подавления излучения в сторону источника опорного поля.

### Список литературы

1. Deng R. et al., "Reconfigurable Holographic Surfaces for Ultra-Massive MIMO in 6G: Practical Design, Optimization and Implementation," in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 41, no. 8, pp. 2367–2379, Aug. 2023.
2. Wang S., Li Z., Chen M. and Wang J. "Dual-Band Fixed-Frequency Beam-Scanning Leaky-Wave Antenna for Large-Frequency-Ratio Microwave and Millimeter-Wave Applications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 9, pp. 7458–7467, Sept. 2022.
3. Балландович С. В., Костиков Г. А., Пташкин А. А., Сугак М. И., Рязанцев Р. О., Саломатов Ю. П. Опыт проектирования и результаты исследования печатных многослойных линзовых антенн // Антенны. – 2010. – №. – 8. – С. 3–7.
4. Liubina L. M., Antonov Y. G., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Struk D. A. and Sugak M. I., "Radiation Pattern of Conformal Holographic Surfaces," 2023 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC), Saint Petersburg, Russian Federation, 2023, pp. 37–40.

# ОЦЕНКА ДОПУСКОВ НА ИЗГОТОВЛЕНИЕ КОАКСИАЛЬНО-ВОЛНОВОДНОГО ПЕРЕХОДА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А. Д. Кончук, Р. О. Рязанцев

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: AKonchuk-RF20@sfu-kras.ru*

В работе представлено моделирование коаксиально-волноводного перехода методом расчёта в частотной области. Проведен анализ допусков погрешностей изготовления СВЧ устройств методом фрезеровки.

В современной радиотехнике существует множество методов получения профиля волновода, каждый из которых имеет недостатки. Методы построения волноводных соединений имеют погрешности в соответствии с используемым оборудованием, сложностью конструкций и геометрическими размерами моделей. Метод фрезеровки более удобен при штучном и мелкосерийном изготовлении частей дециметрового – миллиметрового диапазона длин волн [1].

Волноводные конструкции из частей, выполняемых путём фрезерования заготовок имеют микродефекты рабочей поверхности от фрезы, дефекты геометрии канала в местах стыковки [2], отклонения линейных размеров. При этом влияние шероховатости поверхности возможно учесть через увеличение поверхностного сопротивления материала, а прочие погрешности изготовления необходимо оценивать дополнительно.

Цель данной работы – изучить, каково влияние неточностей изготовления на частотные характеристики устройства и определить допуски погрешности линейных размеров элементов тракта.

Для исследования влияния погрешностей была построена модель коаксиально-волноводного перехода с использованием простейших частей прямоугольной формы (рис. 1, 2). Переход осуществляется с помощью прямого коаксиального электрического соединителя с волноводом *WR-51* размерами сечения  $13,5 \times 6,5$  мм.

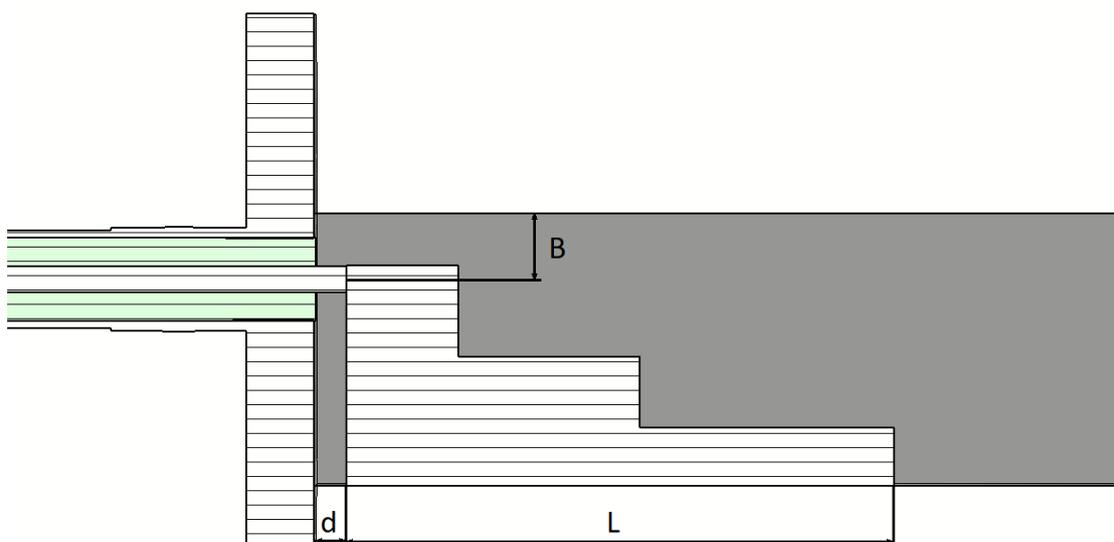


Рис. 1. Модель перехода в продольном разрезе (вид сбоку)

На рис. 1 приведен вид модели, где соединитель подключён к согласующему элементу в форме ступенчатого гребня, расположенного параллельно узкой стенке внутри прямоугольного волновода. Согласующий элемент располагается симметрично относительно направления распространения электромагнитной волны. Штырь соединителя, подключаемый к волноводу, укорочен до необходимых размеров так, чтобы расстояние  $d$  соответствовало модели. Расстояние от центра проводника до верхней широкой стенки волновода обозначено  $B$ . Под величиной  $L$  подразумевается абсолютная длина ступенчатой согласующей линии.

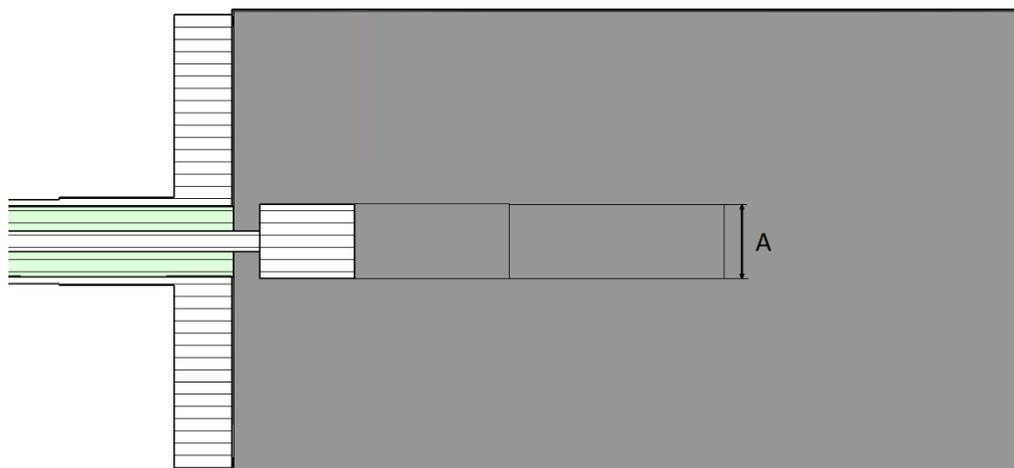


Рис. 2. Модель перехода в продольном разрезе (вид сверху)

Рис. 2 содержит изображение подключения со стороны верхней широкой стенки волновода. Расстояние  $A$  обозначает ширину согласующего элемента, которая является одинаковой для всех ступеней. Как видно, проводник коаксиальной линии несколько уже согласующего элемента, что позволяет закрепить детали.

$S$ -параметры модели приведены на рис. 3, где пунктирной линией обозначена проходная характеристика, а сплошная обозначает уровень обратных потерь. Под полосой пропускания понимается ширина отрезка частотного диапазона, в котором потери энергии не превышают 1 % от исходной величины:  $10 \cdot \log\left(\frac{1\%}{100\%}\right) = -20\text{дБ}$ .

Полоса пропускания модели по уровню минус 20 дБ составляет 6,44 ГГц (рис. 3). Зависимость ширины полосы пропускания от погрешности линейных размеров согласующего элемента приведена на рис. 4, от погрешности подключения соединителя – на рис. 5.

График слева на рис. 4 содержит функцию зависимости полосы пропускания  $\delta f(\delta L_1)$ , которая изменяется относительно линейного размера нижней ступени согласующего элемента  $L_\delta = L + L_1$ . Отдаляясь от исходного значения величины  $L$ , значение характеристики заметно снижается, что говорит об увеличении потерь модели на согласовании. Допустимая погрешность примерно составила  $\delta L_{1д} = \pm 1$  мм.

На графике справа (рис. 4) приведена зависимость полосы пропускания  $\delta f(\delta L_2)$  от погрешности ширины согласующего элемента  $A_\delta = A + L_2$ . В данном случае наблюдается область расширения полосы с увеличением размера. Однако, в таком случае происходят искажения в средней части полосы пропускания, что ухудшает согласование. Допустимая погрешность примерно составила  $\delta L_{2д} = \pm 0,5$  мм.

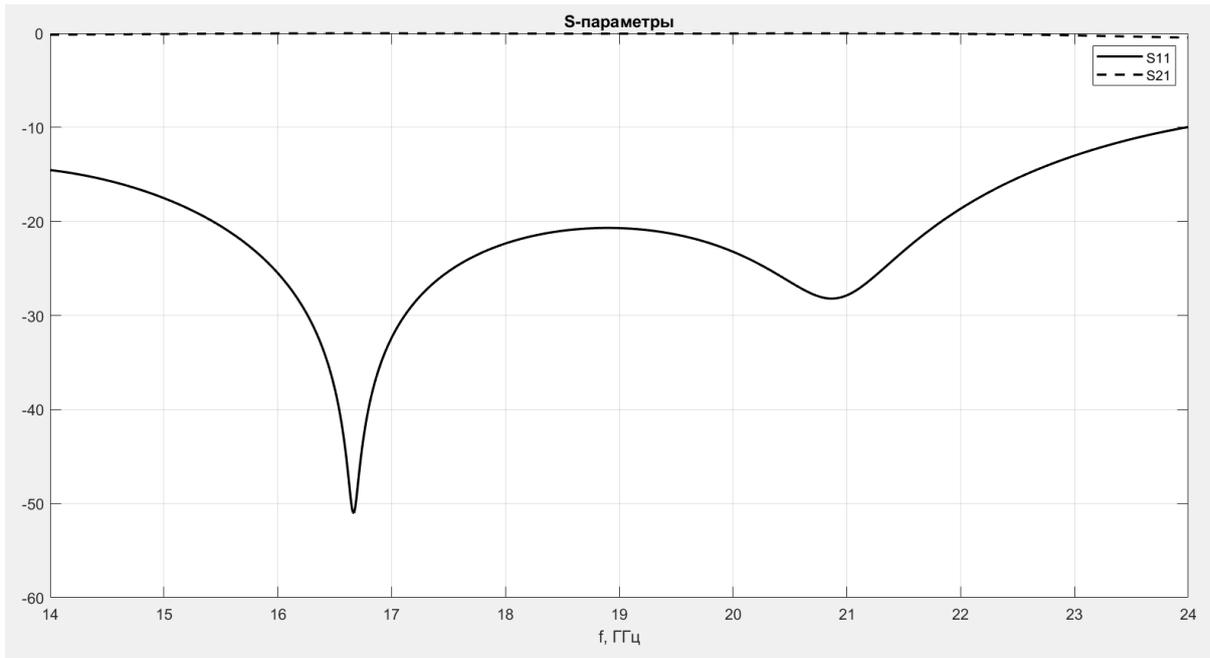


Рис. 3. S-параметры модели

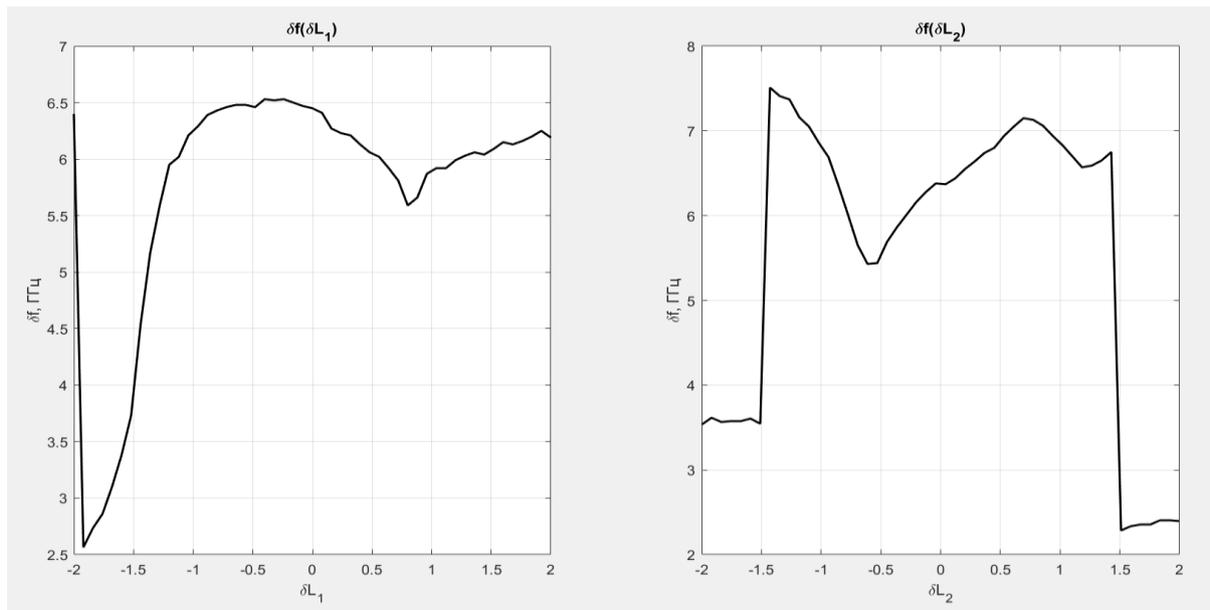


Рис. 4. Ширина полосы пропускания от погрешности размеров согласующего элемента (график слева – зависимость от длины, справа – от ширины)

На рис. 5 приведены два графика: зависимости полосы пропускания  $\delta f(\delta L_3)$  от погрешности высоты соединения  $B_\delta = B + \delta L_3$ , и  $\delta f(\delta L_4)$  от погрешности расстояния соединения  $d_\delta = d + \delta L_4$ . Оба графика показывают, насколько изменяется характеристика при небольших погрешностях – согласно функции на левом графике, точность соединения должна достигать  $\delta L_{3д} = \pm 0,1$  мм.

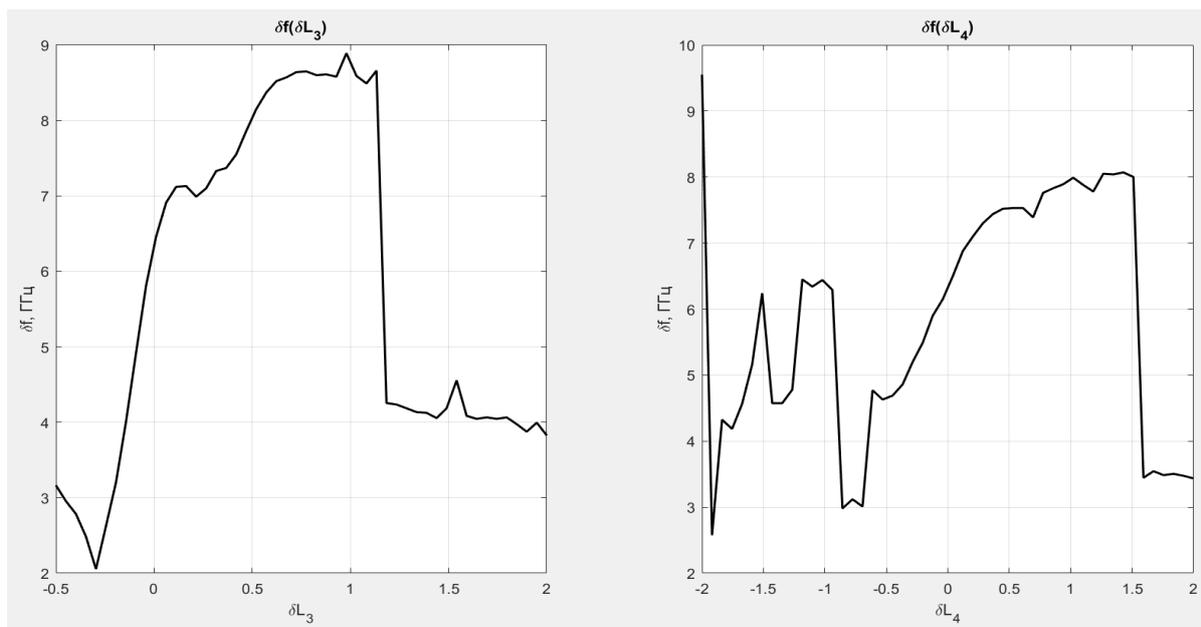


Рис. 5. Ширина полосы пропускания от погрешности подключения соединителя  
(график слева – зависимость от высоты соединения, справа – от расстояния до гребня)

**Заключение.** В зависимости от элемента изделия погрешности величин по-разному влияют на характеристики, а допуск на их погрешности может изменяться от 0,1 мм до 1 мм при диапазоне передаваемых волн длиной от 13 до 20 мм. В работе проанализировано индивидуальное влияние разброса параметров на ширину полосы пропускания. Учитывая, что результирующая характеристика зависит от совокупности всех погрешностей, допуск может быть уменьшен, что потребует более высокой точности изготовления.

### Список литературы

1. Литвиненко Д. С., Дорофеева Е. С., Зверинцева Л. В. Анализ методов производства волноводов. Решетнёвские чтения – Т. 1. – 2017. – С. 513–514.
2. Зверинцева Л. В. Уменьшение шероховатости токонесущей поверхности волноводов способом абразивного полирования эластичным инструментом : дис. канд. техн. наук. Красноярск, 2008. – 227 с.
3. Саломатов Ю. П., Поленга С. В., Рязанцев Р. О., Башкатов Е. С. Оценка допустимой неточности выполнения СВЧ микрополосковых отражательных антенных решеток. 18th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2008). 8~12 September, Sevastopol, Crimea, Ukraine – 2008. – С. 417–418.
4. ЕСКД указания допусков формы и расположения поверхностей, межгосударственный стандарт – 2011. – 24 с.

## СЕКЦИЯ

### «ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

---

#### ЗАВИСИМОСТЬ КАЧЕСТВА ТОНКИХ ПЛЁНОК АЛЮМИНИЯ ОТ УСЛОВИЙ НАПЫЛЕНИЯ

Е. А. Леванович<sup>1,2</sup>,  
А. Б. Иванов<sup>1</sup>, В. А. Бахтина<sup>2</sup> (научные руководители)

<sup>1</sup>АО «НПП «Радиосвязь»

660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, Красноярск, ул. Киренского, 28

E-mail: egor12906@gmail.com

Рассмотрены вопросы качества тонких плёнок алюминия, полученных *PVD*-методом, для дальнейшего создания фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) при различных условиях напыления. Представлен анализ влияния параметров напыления на качество получаемых плёнок.

Алюминий является одним из наиболее распространенных материалов, применяемых в тонкоплёночной технологии изготовления фильтров на поверхностных акустических волнах. Высокое качество напылённого материала играет ключевую роль в успешной реализации изготавливаемых устройств [1; 2]. Поскольку напыление плёнок – это процесс, зависящий от множества факторов, при изменении условий технологического процесса, получаемые плёнки так же могут значительно отличаться по качеству и параметрам [3–5]. В случае алюминия, нагрев позволяет повысить качество получаемых плёнок, однако это может привести к появлению нежелательных эффектов.

В данной работе представлены результаты нанесения плёнок при помощи метода осаждения в вакууме (*PVD*) с технологией электронно-лучевого испарения. Для последующего изготовления фильтров на ПАВ к плёнкам предъявляются следующие требования: удельное поверхностное сопротивление  $0,4 \text{ Ом}/\square$ , шероховатость  $Ra = 1 \text{ нм}$  и  $Rz = 6 \text{ нм}$ .

Для получения оптимального результата было проведено исследование зависимости качества тонких плёнок алюминия от условий напыления, таких как температура и скорость технологического процесса.

Напыление алюминия, для улучшения адгезии с подложкой, во всех случаях проводится с предварительным напылением подслоя ванадия в том же технологическом цикле.

Алюминий обладает температурным коэффициентом сопротивления, равным  $0,004 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ . Изменение температуры напыления и сохранение неизменными остальных условий, ведёт к изменению качества тонкой плёнки и ее удельного поверхностного сопротивления.

Первая часть исследования проводилась при постоянной скорости напыления, которая составляла  $8 \text{ \AA}/\text{с}$ . Данная скорость рекомендована в установках напыления подобного типа и обеспечивает требуемый результат.

Начальное, значение температуры, при которой происходило напыление, составляет  $100 \text{ }^\circ\text{C}$ . Данная температура позволяет испарять влагу, которая могла

попасть в вакуумную камеру во время закладывания подложек, тем самым улучшая качество и адгезию напыляемых плёнок.

Требуемое сопротивление тонких плёнок составляет 0,4 Ом/□. Согласно данным, требуемым сопротивлением обладают тонкие плёнки алюминия, толщиной 130 нм.

В результате первого напыления была получена плёнка с сопротивлением 0,23 Ом/□. Так как полученный результат не согласовался с теорией, для получения нужного сопротивления по соотношению  $0,4/0,23 = 130/x$ , была рассчитана требуемая толщина, составляющая 80 нм.

При повторном напылении, в аналогичных условиях, была нанесена плёнка толщиной 80 нм, поверхностное сопротивление которой составило требуемые 0,4 Ом/□, с минимальным и максимальным значениями 0,396 и 0,404 Ом/□ на разных участках. Реальная средняя скорость напыления в данном случае 4,5 Å/с.

Третье напыление происходило при температуре 120 °С. Толщина полученной плёнки – 80 нм. Заданная скорость напыления – 8 Å/с. Реальная средняя скорость напыления составила 5,7 Å/с. Поверхностное сопротивление – 0,4 Ом/□ с минимальным и максимальным значениями 0,397 и 0,400 Ом/□.

Четвертое напыление происходило при температуре 140 °С. Толщина и заданная скорость аналогичны предыдущим подходам. Реальная средняя скорость напыления составила 5,5 Å/с. Поверхностное сопротивление, полученное в результате данного напыления, составляет 0,396–0,408 Ом/□.

Пятое напыление происходило при температуре 160 °С, по толщине и заданной скорости было аналогично предыдущим. Реальная средняя скорость напыления составила 4,1 Å/с. В результате была получена тонкая плёнка алюминия с поверхностным сопротивлением 0,403–0,411 Ом/□. Данная плёнка имеет синеватый оттенок, обусловленный структурой из более крупных зёрен с образованием окисла алюминия.

Структура плёнки исследовалась при помощи оптического микроскопа с увеличением 100X, толщина плёнок определялась при помощи кварцевых весов, установленных в вакуумной камере.

Из полученных результатов можно сделать вывод, что поверхностное сопротивление плёнки слабо зависит от температуры напыления. Так же было установлено, что лучшее качество плёнки по сопротивлению, зернистости и адгезии достигается при напылении в температурном режиме 120 °С (рис. 1). Поэтому вторая часть исследования, с изменением скорости напыления, проводилась при температуре 120 °С.

Шестое напыление, или первое напыление второй части исследования, происходило при заданной скорости напыления в два раза меньше – 4 Å/с. Реальная скорость напыления составила 3 Å/с. Поверхностное сопротивление данной плёнки – 0,43 Ом/□, что говорит об увеличении сопротивления при той же толщине. При визуальном осмотре, плёнка не имеет признаков синевы, что свидетельствует о низком содержании окисла. Полученные значения шероховатости для данного образца –  $Ra = 1,5$  нм,  $Rz = 8$  нм.

В случае повторного напыления второй части исследования заданная скорость процесса составила 2 Å/с, с реальной скоростью напыления 1,4 Å/с. Полученная в ходе данного подхода плёнка алюминия имеет синеватый оттенок, а поверхностное сопротивление составляет 0,6 Ом/□ при толщине, аналогичной предыдущим. Шероховатость плёнки составила  $Ra = 2,3$  нм и  $Rz = 12$  нм.

Заключительным подходом второй части исследования является напыление со скоростью 1 Å/с при реальном значении 0,8 Å/с. Полученная плёнка имеет ярко

выраженный синий оттенок, что свидетельствует о крупнозернистой структуре плёнки и большом содержании окисла. Поверхностное сопротивление составило  $0,8 \text{ Ом}/\square$ , шероховатость –  $Ra = 3,2 \text{ нм}$ ,  $Rz = 15 \text{ нм}$ .

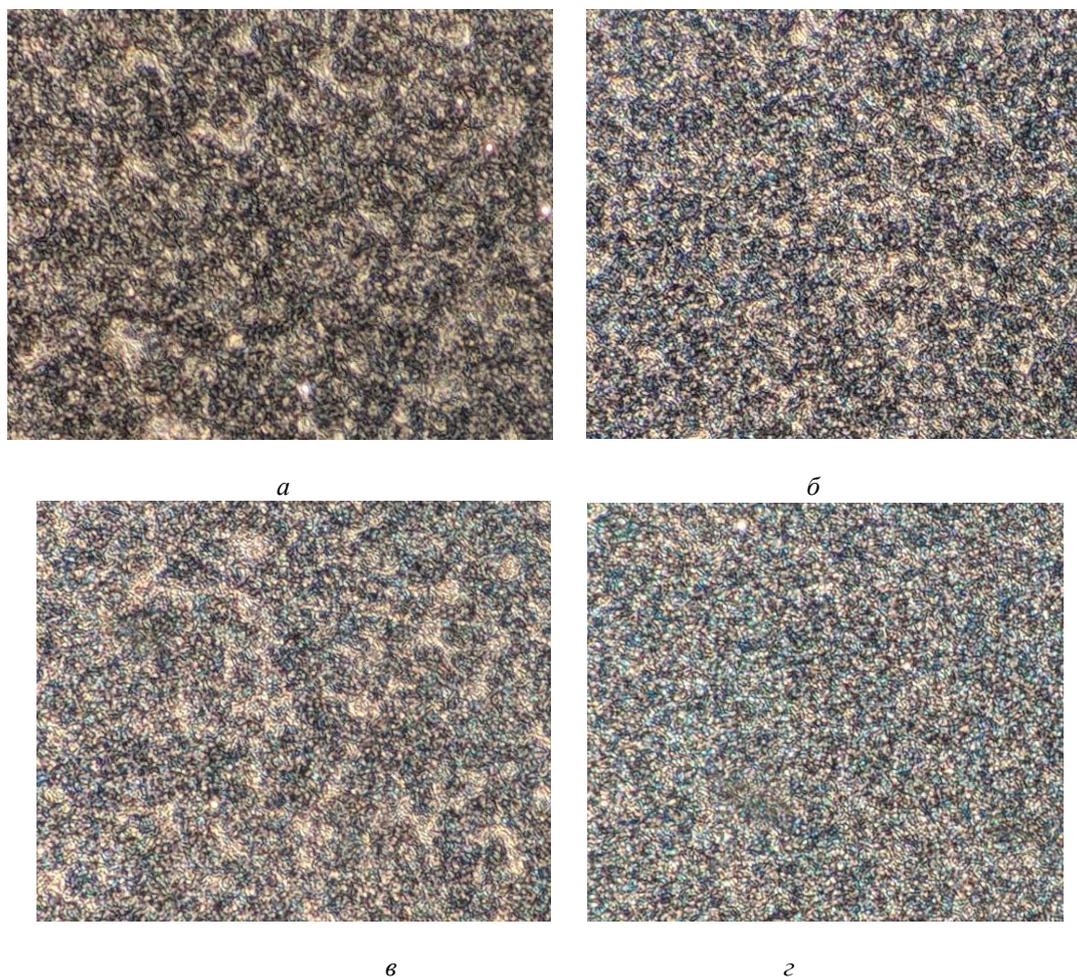


Рис. 1. Зернистость алюминия при неизменной скорости напыления  $8 \text{ Å}/\text{с}$  разной температурой:  
*а* – № 2,  $100 \text{ °C}$ ; *б* – № 3,  $120 \text{ °C}$ ; *в* – № 4,  $140 \text{ °C}$ ; *г* – № 5,  $160 \text{ °C}$

На рис. 2 приведен внешний вид плёнок, полученных во второй части исследования.

В ходе второй части исследования было определено, что уменьшение скорости напыления для возможного увеличения равномерности плёнки может приводить к ухудшению ее качества. По всей видимости, при низкой скорости напыления материалом захватывается большое количество газа, который даёт увеличение сопротивления плёнки характерную синеву. Разница шероховатостей плёнок заметна и коррелирует с разницей в поверхностном сопротивлении. При увеличении сопротивления плёнки в 1,5 и 2 раза, шероховатость увеличилась аналогичным образом. Что касается плёнок с сопротивлением  $0,6 \text{ Ом}/\square$ ,  $0,8 \text{ Ом}/\square$ , имеющих характерную синеву, подобные плёнки не могут использоваться в производстве фильтров и считаются браком.

В результате проведенного исследования можно сделать вывод, что шероховатость, а, следовательно, и зернистость, коррелируют с поверхностным сопротивлением плёнок.

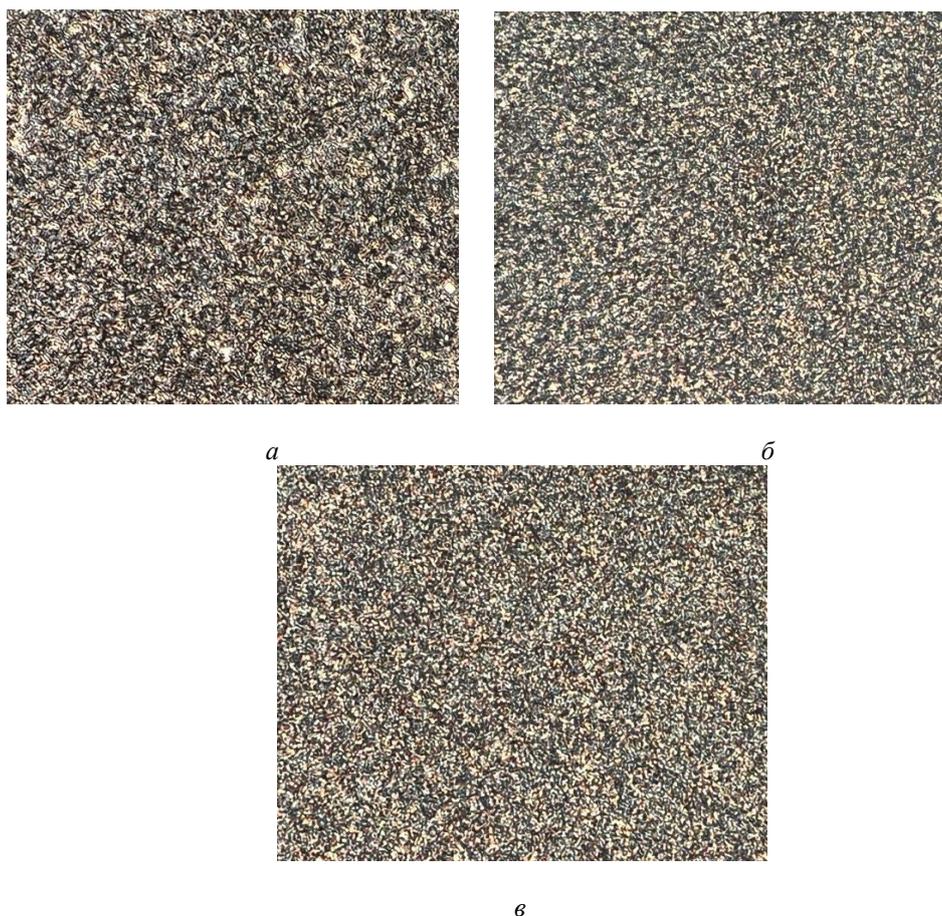


Рис. 2. Зернистость алюминия при температуре напыления 120 °С и разной скорости процесса:  
*a* – № 6, 4 Å/с; *б* – № 7, 2 Å/с; *в* – № 8, 1 Å/с

Увеличение температуры напыления больше 120 °С сказывается негативно на качестве плёнок, как и уменьшение скорости напыления с целью получения большей равномерности. Оптимальными технологическими условиями для нанесения тонких плёнок алюминия с заданными параметрами в результате проведенного исследования являются температура процесса, равная 120 °С и скорость напыления 8 Å/с.

### Список литературы

1. Орлов В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах / В. С. Орлов, В. С. Бондаренко. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
2. Фильтры на поверхностных акустических волнах. Расчет, технология, применение: пер. с англ. / ред. Г. Мэттьюз. – М.: Радио и связь, 1981. – 472 с.
3. Майссел Л. Технология тонких плёнок/ в 2-х томах. – М.: Советское радио. – 1977. – 305 с.
4. Жунда А. Н., Ядин Э. В. Конструктивные особенности вакуумных установок для нанесения покрытий электронно-лучевым способом / Обзорная информация, Рига, ЛатНИИИТИ, 1987. – 208 с.
5. Костржицкий А. И., Карпов В. Ф., Кабанченко М. П., Соловьева О. Н. Справочник оператора установок по нанесению покрытий в вакууме / М.: Машиностроение, 1991. – 176 с.

## ОБ УЧЁТЕ ЭФФЕКТОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА В ТРАНСВЕРСАЛЬНЫХ ФИЛЬТРАХ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

А. А. Левицкий, Д. И. Поляков

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: ALevitskiy@sfu-kras.ru

Рассмотрены вопросы, связанные с учётом эффектов второго порядка в фильтрах на поверхностных акустических волнах трансверсального типа. Основное внимание уделено анализу переотражений акустических волн на электродах фильтров.

При синтезе структуры фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) трансверсального типа широко используется модель  $\delta$ -функций, позволяющая связать заданные частотные характеристики с топологическими параметрами встречно-штыревых преобразователей (ВШП), обеспечивающих возбуждение акустических волн на входе и обратное преобразование на выходе [1–10]. Однако использование такой модели не позволяет учитывать так называемые эффекты второго порядка, существенно влияющие на работу фильтров на ПАВ и нередко приводящих к существенному отличию их амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) от расчётных зависимостей. В зависимости от действующего механизма выделяют шесть основных групп эффектов второго порядка [1; 7].

К первой группе относят электростатические эффекты, связанные с особенностями распределения заряда в ВШП, в том числе, с неоднородностью распределения электрического заряда по площади электродов преобразователей. Одним из факторов, определяющих влияние этой неоднородности, является толщина металлизации [1; 9; 11].

Во вторую группу обычно включают эффекты взаимодействия ПАВ с электродной структурой ВШП и влияние внешней электрической цепи. К этой категории, в частности, относятся паразитные переотражения ПАВ от краёв электродов.

Третья группа включает влияние особенностей распространения ПАВ в подложке с учетом дифракции, дисперсия, ослабления волн и других эффектов. Вклад данных явлений в значительной степени определяется топологией фильтров.

К четвёртой группе относят влияние паразитных электромагнитных, электростатических и акустических сигналов. Эффекты пятой и шестой групп обусловлены чувствительностью параметров материала подложки к внешним дестабилизирующим воздействиям и технологическими погрешностями изготовления устройств [11; 12].

Стремление снизить действие тех или иных эффектов второго порядка обычно связано с поиском компромиссного решения, при котором уменьшается нежелательное влияние одного из этих эффектов, но может быть увеличен вклад других. Так, например, увеличение расстояния между входным и выходным преобразователями ослабляет паразитную ёмкостную связь между ВШП фильтра, однако при этом возрастают искажения фазового фронта ПАВ [1].

С другой стороны, уменьшение расстояния между входом и выходом фильтра позволяет снизить вносимые потери, но одновременно ухудшает подавление сигнала тройного прохождения (тройного эха) между ВШП [1; 7; 9]. В результате на выходе устройства формируется ослабленный импульс, задержанный относительно основного сигнала на время  $2T$ , где  $T$  – время, соответствующее задержке фильтра. В частотной

области этот паразитный сигнал приводит к увеличению пульсаций АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания с шагом неравномерности  $1/2T$ .

Рассмотрим влияние эффектов второго порядка, связанных с переотражением ПАВ на электродах ВШП. При распространении по звукопроводу акустические волны воспринимают каждый из элементов металлизации как неоднородность, на границах которой происходит частичное отражение волн.

На рис. 1, *а* показан процесс формирования отраженных волн от электродов ВШП, период которого для повышения эффективности возбуждения ПАВ выбран в соответствии с условием акустического синхронизма равным длине волны  $\lambda_0$ . Здесь  $\lambda_0 = v/f_0$ ,  $v$  – скорость распространения ПАВ,  $f_0$  – центральная частота полосового фильтра. Соответственно, шаг, с которым располагаются противофазные штыри, равен  $\lambda_0/2$ , а ширина полосок металлизации и зазоров между ними при коэффициенте металлизации 0,5 равна  $\lambda_0/4$ .

Отражение ПАВ на кромках электродов ВШП можно в начальном приближении описать с помощью некоторой эквивалентной линии передачи [4]. Соответствующий коэффициент отражения по напряжению  $K_{U12}$  на передней металлической кромке электрода для поверхностных волн равен  $K_{U12} = (Z_2 - Z_1)/(Z_1 + Z_2)$ , где  $Z_1$  – эквивалентный характеристический импеданс линии, соответствующий участку звукопровода без металлизации,  $Z_2$  – импеданс линии для участка с металлизацией. Коэффициент отражения  $K_{U21}$  на задней кромке равен  $K_{U21} = (Z_1 - Z_2)/(Z_1 + Z_2)$ , так что  $K_{U12} = -K_{U21}$ . В случае применения обычного ВШП, имеющего два электрода на период (рис. 1, *а*), волны, отражённые от выходного преобразователя, на частоте  $f_0$  складываются в фазе, что приводит к высокому уровню паразитных отражений ПАВ.

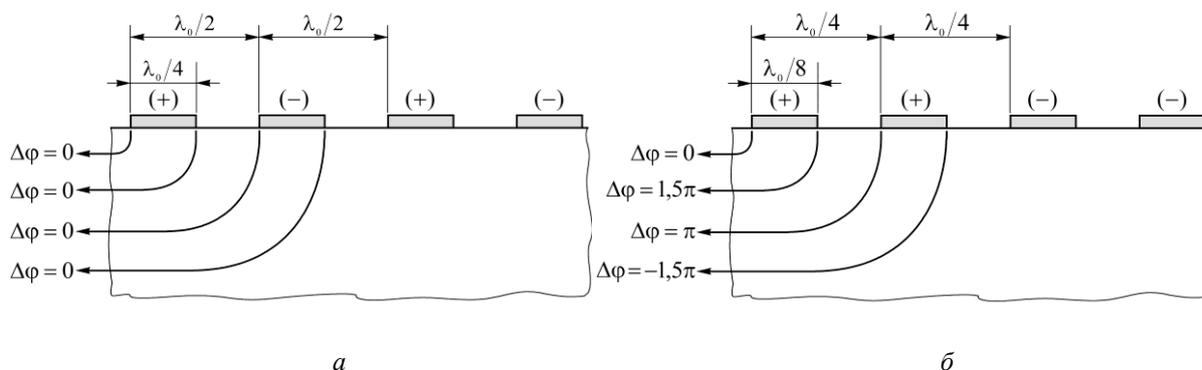


Рис. 1. Отражение ПАВ от электродов ВШП на центральной частоте полосового фильтра:  
*а* – фазовый сдвиг волн при отражении от ВШП с двумя электродами на период;  
*б* – фазовый сдвиг волн при отражении от ВШП с расщепленными электродами

Широко используемым способом снижения уровня отражений является использование двойных (расщепленных) ВШП, в которых при коэффициенте металлизации 0,5 ширина полосок электродов равна  $\lambda_0/8$  (рис. 1, *б*) [1; 7].

В этом случае фазовые соотношения отражённых от кромок электродов волн обеспечивают их взаимную компенсацию. Необходимо отметить, что полная компенсация отражений при использовании расщеплённых электродов достигается на центральной частоте фильтра  $f_0$ . При отклонении частоты сигнала  $f$  от  $f_0$  подавление отражённых от преобразователя волн снижается.

Для оценки характера частотной зависимости уровня отражений от ВШП с расщеплёнными электродами рассмотрим взаимодействие плоской волны  $S(x, t) \sim$

$\cos(\omega t - k_x x)$ , где  $\omega = 2f$  – циклическая частота,  $t$  – время,  $k_x = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $x$  – координата.

При анализе будем пренебрегать (ввиду малости) изменением скорости акустической волны под металлизацией. С учетом  $K_{U12} = -K_{U21}$  отражения от передней и задней кромок электродов полагаются противофазными. Таким образом, фазовый сдвиг для каждого момента времени включает три слагаемых: слагаемое, зависящее от времени –  $\omega t$ ; слагаемое, зависящее от координаты –  $k_x x$ ; изменение фазы, обусловленное характером неоднородности и различное для передней и задней кромок электродов.

Общий результат определим как сумму отражённых волн от четырёх кромок электродов. Результаты расчёта представлены на рис. 2 в виде нормированной зависимости суммарного коэффициента отражения.

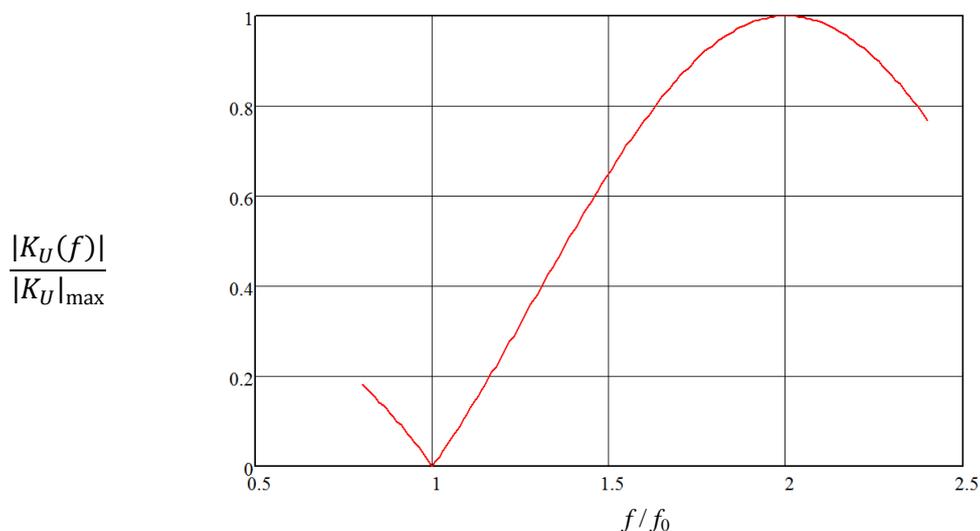


Рис. 2. Нормированная частотная зависимость коэффициента отражения ПАВ от расщеплённых электродов ВШП

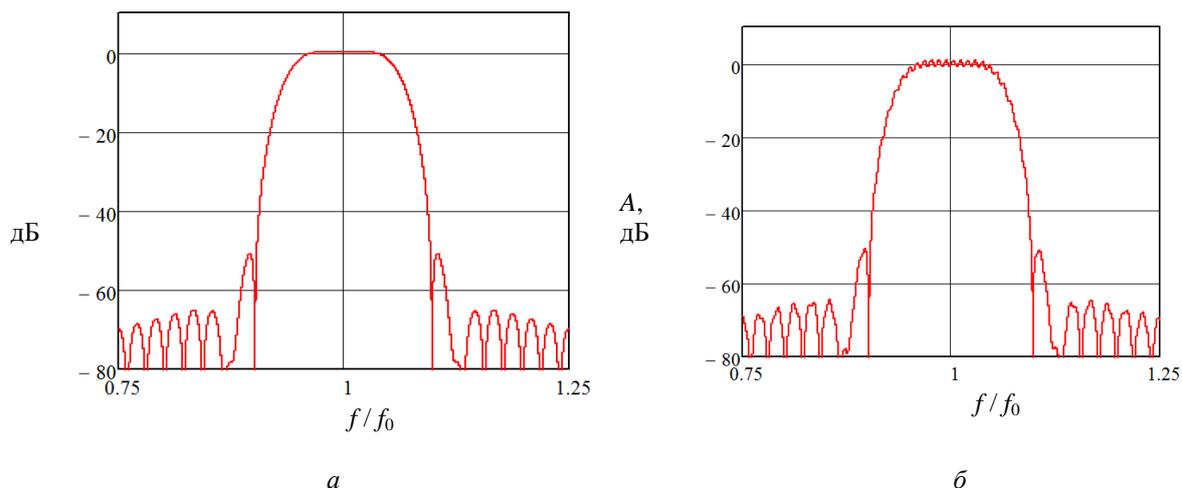


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики, рассчитанные на основе модели  $\delta$ -функций: *а* – без учёта сигнала тройного прохождения; *б* – с учётом сигнала тройного прохождения

Как видно из приведенной зависимости, минимум отражений наблюдается на центральной частоте  $f_0$ . На частоте  $2f_0$  уровень отражений максимален, так как на этой частоте ВШП с расщеплёнными электродами является отражательной структурой.

Абсолютная величина коэффициента отражения может быть определена с учётом применяемых материалов электродов и подложки, а также относительной толщины металлизации. Так, например, суммарный уровень отражений для алюминиевых электродов толщиной 0,15 мкм на поверхности подложки из ниобата лития со срезом  $128^\circ$  может составлять порядка  $-10$  дБ [1; 7; 9].

Характер искажений АЧХ, вызванных сигналом тройного прохождения, показан на рис. 3. На зависимостях представлен вид расчётных АЧХ для ВШП фильтра без учёта и с учётом сигнала тройного прохождения.

Представленный подход к оценке частотной зависимости коэффициента отражения ПАВ от электродов ВШП позволяет прогнозировать уровень сигнала тройного прохождения в полосе пропускания фильтра и вызванные им искажения АЧХ.

### Список литературы

1. Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
2. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования / О. Л. Балышева [и др.] ; под ред. Ю. В. Гуляева. – М. : Радиотехника, 2012. – 576 с.
3. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. – М. : Радио и связь, 1990. – 416 с.
4. Campbell, Colin. Surface acoustic wave devices and their signal processing applications / Colin Campbell. – Boston etc. : Acad press, Cop. 1989. – XIV, 470 p.
5. Hashimoto K. Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications. Modelling and Simulation / Springer Science & Business Media, 2000.
6. Фильтры на поверхностных акустических волнах. Расчет, технология, применение : пер. с англ. / ред. : Г. Мэттьюз. – М. : Радио и связь, 1981. – 472 с.
7. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов : Справ. пособие / В. В. Дмитриев и др.; Под ред. Б. Ф. Высоцкого, В. В. Дмитриева. – М. : Радио и связь, 1985. – 176 с.
8. Поверхностные акустические волны / А. Олинер [и др.] ; Под ред. А. Олинера. – М.: Мир, 1981. – 390 с.
9. Гуляев Ю. В. Плесский В. П. Распространение поверхностных акустических волн в периодических структурах // Успехи физических наук. – 1989. – Т. 157. – вып. 1. – С. 85–117.
10. Туркин И. А. Влияние эффектов отражения на АЧХ фильтров на ПАВ // Беспроводные технологии. – № 2. – 2008. – С. 57–60.
11. Иванов А. Б., Левицкий А. А., Маринушкин П. С., Масюгин А. Н., Поляков Д. И. О влиянии технологических погрешностей топологии на частотные характеристики фильтров на поверхностных акустических волнах // XII Всерос. науч.-техн. конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Сб. докл. Санкт-Петербург, 29 мая – 2 июня 2023 г. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». С. 402–406.
12. Иванов А. Б., Левицкий А. А., Маринушкин П. С., Масюгин А. Н., Поляков Д. И. К оценке влияния технологических погрешностей на частотные характеристики фильтров на поверхностных акустических волнах. Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2022. С. 324–330.

# РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ТОПОЛОГИИ ФИЛЬТРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ В СИСТЕМЕ *AUTOCAD*

Д. И. Поляков, А. А. Левицкий

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники, Сибирский федеральный университет  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: poldy200@yandex.ru*

В данной работе описывается методика автоматического формирования топологии фильтра на поверхностных акустических волнах с использованием программного кода на языке *AutoLISP*. Программа учитывает основные параметры фильтра, такие как центральная частота, полоса пропускания и уровень подавления боковых лепестков, а также позволяет выбирать материал подложки и оптимизировать расположение элементов фильтра.

Активное развитие технологий в области электроники и связи требует постоянного совершенствования методов проектирования и производства радиочастотных устройств. Значительный интерес представляют устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ) благодаря своей способности обрабатывать сигналы в широком диапазоне рабочих частот (от 5 МГц до 2 ГГц) с высоким коэффициентом затухания сигнала вне полосы пропускания (порядка 60 дБ). Вследствие этого фильтры на основе ПАВ являются ключевыми компонентами в системах связи и радиопередачи.

Однако, проектирование и оптимизация топологии устройств на основе ПАВ традиционно требуют значительных ресурсов времени и усилий. В связи с этим автоматизация процесса их создания является актуальной задачей для повышения эффективности разработки фильтров на ПАВ.

В данной работе представлена разработка программного кода на языке *AutoLISP*, способного автоматически генерировать топологию фильтра на ПАВ в системе автоматизированного проектирования *AutoCAD* на основе исходных параметров, задаваемых при разработке. Система *AutoCAD*, широко используемая в инженерной практике, предоставляет возможности для реализации автоматизированных методов проектирования топологии фильтров на ПАВ, что позволяет ускорить процесс проектирования и снизить вероятность ошибок.

На текущий момент существует множество вариантов реализации фильтров на ПАВ, но основными элементами этих конструктивных разновидностей являются встречно-штыревой преобразователь (ВШП) и подложка. Разнообразие топологий фильтров на ПАВ обусловлено вариативностью структуры ВШП и материалов, используемых для подложки.

Основной особенностью разработанной программы является ее способность выбирать на основе входных данных структуру фильтра и топологические параметры его элементов.

Структурный алгоритм программы включает следующие основные шаги:

- ввод входных параметров;
- определение материала подложки;
- определение структуры фильтра;
- расчет и генерация топологии ВШП;
- расчет и генерация контура подложки.

Основными входными параметрами для программы являются:

- центральная частота  $f_0$ , МГц;

- относительная полоса пропускания на уровне  $-3$  дБ  $\Delta f/f_0$ , %;
- уровень подавления боковых лепестков  $\alpha_6$ , дБ.

Ввод этих данных производится через консоль *AutoCAD*.

Хотя связь между некоторыми характеристиками фильтра и выбором его конструктивной реализации явно не определена, при разработке следует учитывать определенные принципы. Например, выбор материала подложки зависит от заданных частоты и полосы пропускания. Для фильтров с более низкими рабочими частотами целесообразно использовать материал подложки с меньшей скоростью распространения ПАВ, а для широкополосных фильтров следует выбирать пьезоэлектрик с высоким коэффициентом электромеханической связи. Уровень внеполосного подавления зависит от метода взвешивания электродов преобразователя. Таким образом, входные данные ограничиваются тремя указанными выше значениями.

Для уменьшения вносимых потерь следует учитывать соотношение, в соответствии с которым заданная полоса пропускания  $\Delta f/f_0$  и коэффициент электромеханической связи  $k_{эм}$  должны удовлетворять условию [1]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \leq \frac{2k_{эм}}{\sqrt{\pi}}$$

С учетом данного неравенства была составлена таблица материалов, где по значению коэффициента электромеханической связи программа получает необходимые данные для дальнейших расчетов, включая скорость распространения ПАВ.

Структура фильтра определяется используемыми в нем топологиями ВШП. В программе определение топологии ВШП основывается на таблице, позволяющей выбрать метод взвешивания ВШП, представленной в полном объеме в [2]. На начальном этапе для удобства реализации программы было принято решение использовать только два вида топологии ВШП, что позволило упростить таблицу до следующего варианта (табл. 1).

Таблица 1

Рекомендации к выбору метода взвешивания ВШП

Уровень подавления боковых лепестков, $\alpha_6$ , дБ	Относительная полоса пропускания, %		
	до 10	от 10 до 20	от 20
до 20	Неаподизованные ВШП	Неаподизованные ВШП	Неаподизованные ВШП
от 20 до 40	Неаподизованные ВШП	Сочетание аподизованного и неаподизованного ВШП	Сочетание аподизованного и неаподизованного ВШП
от 40	Сочетание двух аподизованных ВШП	Сочетание двух аподизованных ВШП	Сочетание двух аподизованных ВШП

Как видно из табл. 1, метод взвешивания определяется относительной полосой пропускания и уровнем подавления боковых лепестков.

Расчет ВШП начинается с определения расстояния между электродами, степени их перекрытия и необходимого их количества. Эти характеристики топологии прямо зависят от центральной частоты фильтра и скорости распространения ПАВ в подложке. Для аподизованных ВШП также рассчитывается весовой коэффициент для каждого электрода, который влияет на его длину. После проведения всех необходимых расчетов

электроды последовательно отображаются на рабочем листе *AutoCAD*. Используемые в программе формулы представлены в [1].

Контур подложки формируется на заключительном этапе расчета поскольку он напрямую зависит от топологии элементов внутри него. Кроме того, в расчет геометрии контура включают расстояние между ними, а также расстояние от элементов до краев подложки. Расстояние между входным и выходным ВШП фильтра имеет минимальное и максимальное ограничения. В [2] это расстояние рекомендуется выбирать в диапазоне от  $50\lambda$  до  $150\lambda$ . Для уменьшения влияния паразитной емкости между входом и выходом на результат работы фильтра расстояние между ВШП выберем равным  $150\lambda$ . Так же в [2] приведены рекомендации по выбору минимального расстояния от ВШП до краев подложки: с левого и правого торцов – 2,5 мм, с верхнего и нижнего краев – 1 мм.

На рис. 1 приведен результат работы программного кода, для следующих входных значений: центральная частота 120 МГц, ширина полосы рабочих частот 30 МГц, уровень подавления боковых лепестков 45 дБ.

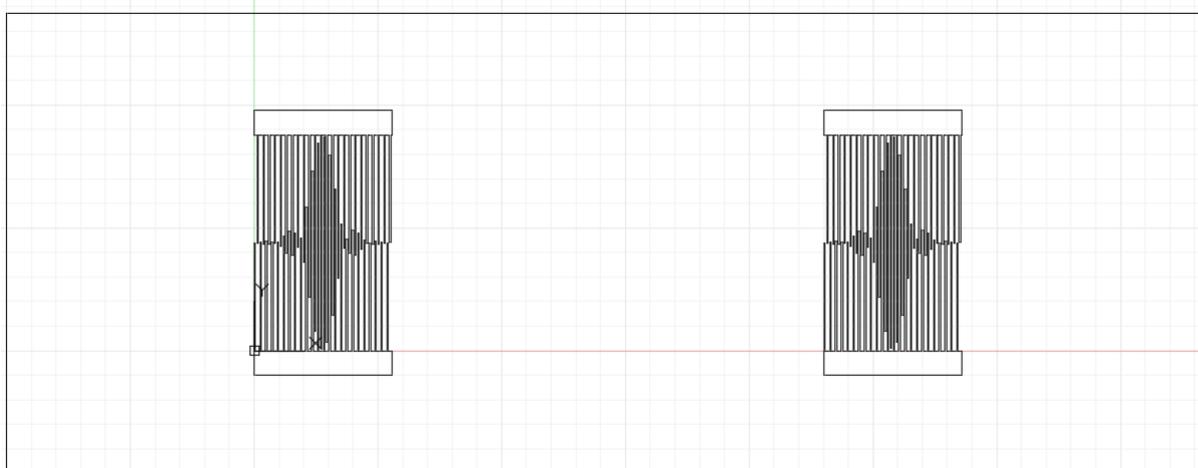


Рис. 1. Топология фильтра с двумя аподизованными ВШП

Описанный в работе подход к автоматизации формирования топологии фильтра на ПАВ, освобождает разработчика от рутинной кропотливой работы и может быть дополнен функционалом, предусматривающим построение других топологических элементов. Кроме того, возможно расширение списка доступных материалов подложки, включая варианты их среза, и дополнительных видов весовой обработки ВШП.

Работа выполнена в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ-2023-0008).

### Список литературы

1. Белова И. В. Интегральные устройства РЭ: учебное пособие / И. В. Белова: Ульяновский государственный технический университет – Ульяновск: УГТУ, 2006. – 114 с.
2. Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М. : Радио и связь, 1984. – 272 с.

# СВJT-JFET ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ «ПЕРЕГНУТОГО» КАСКОДА С МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЦЕПЬЮ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО СИНФАЗНОМУ СИГНАЛУ

М. А. Сергеенко, М. А. Шмыков, Е. Н. Макаренко, Д. В. Кузнецов

Донской государственный технический университет  
344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1  
E-mail: mars1327el@gmail.com

Рассматриваются новые схемы СВJT-JFet операционного усилителя на основе «перегнутого» каскода, в которых введена модифицированная цепь отрицательной обратной связи по синфазному сигналу. Приводятся результаты компьютерного моделирования двух вариантов построения ОУ в среде *LTSpice*, которые показывают, что предлагаемые схемотехнические решения ОУ обеспечивают малый уровень систематической составляющей напряжения смещения нуля (18 мкВ) и повышенный коэффициент усиления по напряжению (более 80 дБ). Для работы рассматриваемых схем ОУ при повышенных температурах (до 200 °С) рекомендуется использовать *SiGe* и КНИ технологические процессы.

В современной микроэлектронике находят широкое применение операционные усилители с цепью отрицательной обратной связи по синфазному сигналу, которая используется для стабилизации статического режима ОУ, в т.ч. его входного каскада. Пример построения такой схемы, в которой токовый синфазный сигнал формируется управляемым источником опорного тока на транзисторе *VT5*, представлен на рис. 1. Данное схемотехническое решение является классическим и широко используется в десятках серийных микросхем.

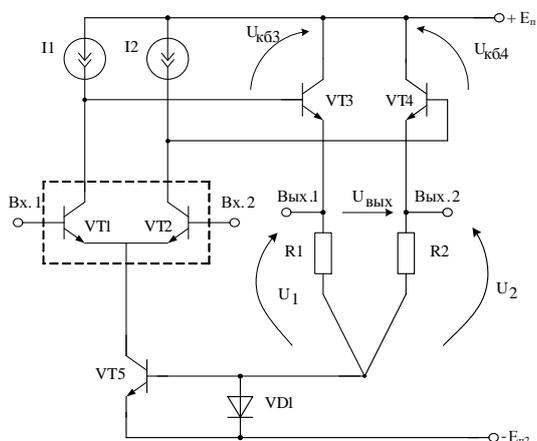


Рис. 1. Операционный усилитель с традиционной цепью отрицательной обратной связи по синфазному сигналу

Цель и оригинальность настоящей статьи состоят в исследовании двух модификаций схемы введения отрицательной обратной связи (ООС) во входной дифференциальный каскад ОУ, которые обеспечивают согласование токовых выходов «перегнутого» каскода с третьим каскадом усиления и существенно повышают разомкнутый коэффициент усиления ОУ. Рассмотренная схемотехника может быть использована при проектировании высокотемпературных микросхем, в т.ч. на основе *SiGe* [1–4] и КНИ [5; 6] технологических процессов.

**Основные модификации ОУ с ООС.** В схеме ОУ на рис. 2 токовый сигнал отрицательной обратной связи, который подаётся в цепь установления статического режима входного ДК1, формируется двумя управляемыми источниками опорного тока

на транзисторах  $VT3, VT4$ . Такое схемотехническое решение позволяет подключить входы промежуточного каскада усиления (базы транзисторов  $VT7, VT8$ ) и обеспечить дополнительное усиления сигнала за счёт классической динамической нагрузки на транзисторах  $VT9, VT10$ . Корректирующий конденсатор  $C_k$  обеспечивает устойчивость ОУ. Источник смещения  $E_0$  выравшивает асимметрию транзисторов  $VT7$  и  $VT8$  по статическому напряжению коллектор-база, что уменьшает систематическую составляющую напряжения смещения нуля.

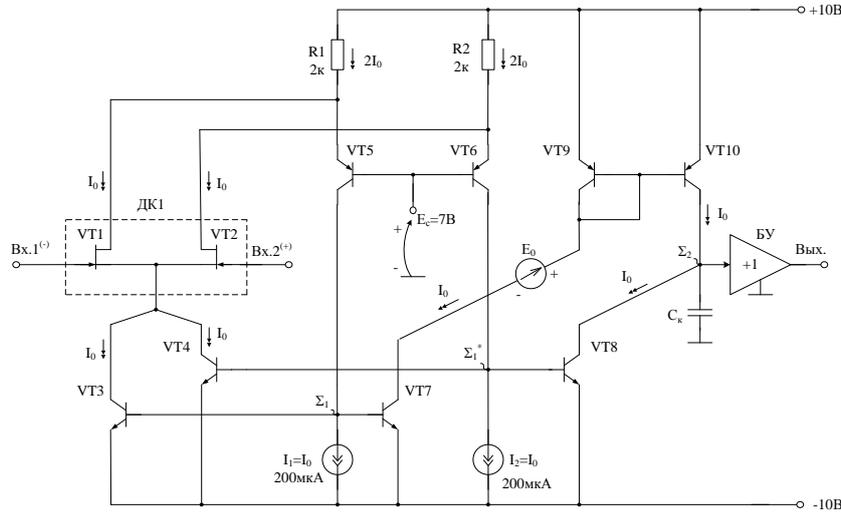


Рис. 2. Первая модификация *CBJT-JFet* операционного усилителя

Отличие схемы на рис. 3 от схемы на рис. 2 – использование второго перегнутого каскада на транзисторах  $VT9, VT10$ . В этом случае потребность в  $E_0$  отпадает, т. к. схема усилительного каскада на транзисторах  $VT7, VT8$  становится симметричной. Кроме этого, применение второго каскада позволяет повысить общий коэффициент усиления ОУ за счёт увеличения эквивалентного выходного сопротивления на входе буферного усилителя БУ.

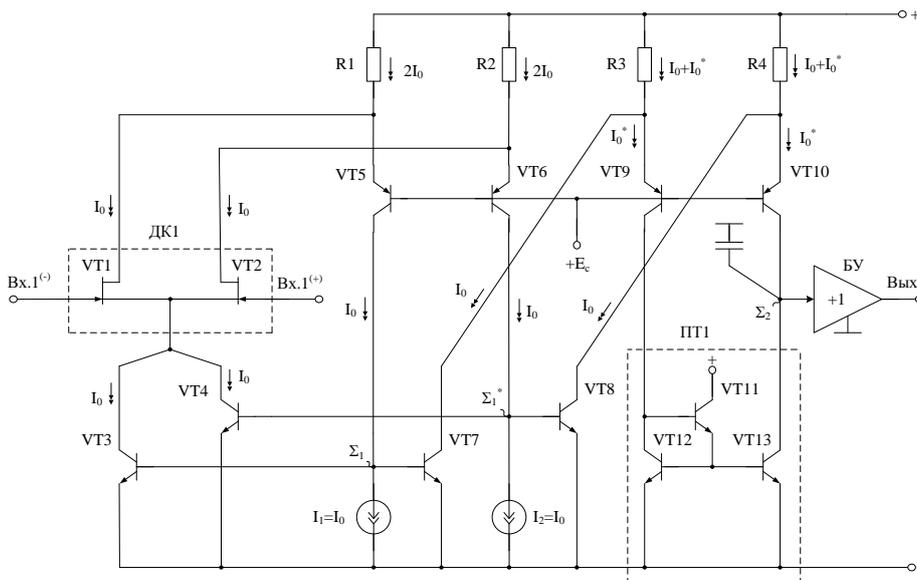


Рис. 3. Вторая модификация *CBJT-JFet* операционного усилителя

Результаты компьютерного моделирования ОУ в среде *LTSpice*. На рис. 4 представлен статический режим схемы ОУ на рис. 2, который показывает, что систематическая составляющая напряжения смещения нуля имеет значение порядка 18 мкВ.

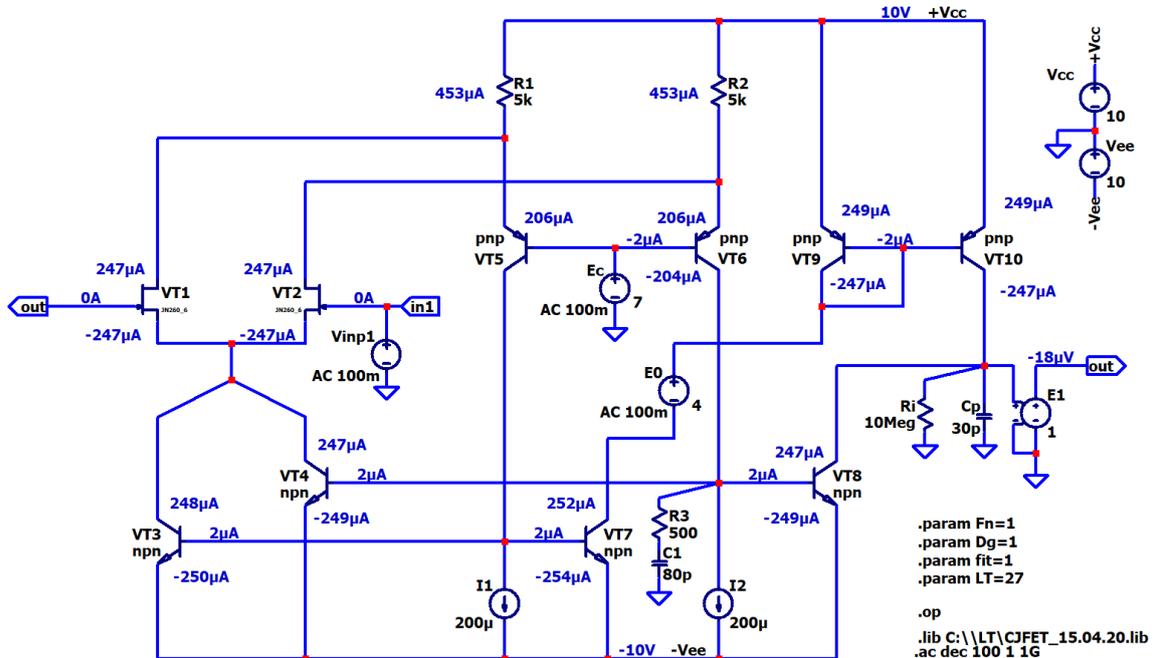


Рис. 4. Статический режим схемы ОУ (рис. 2) в среде *LTSpice* при  $t = 27^\circ\text{C}$ ,  $C_p = 30\text{ пФ}$ ,  $C_1 = 80\text{ пФ}$ ,  $R_1 = R_2 = 5\text{ кОм}$ ,  $R_i = 10\text{ МОм}$ ,  $R_3 = 500\text{ Ом}$ ,  $I_1 = I_2 = 200\text{ мкА}$ ,  $E_c = 7\text{ В}$ ,  $E_0 = 4\text{ В}$ , транзисторы  $VT_1$ – $VT_2$  с  $W/L$  канала  $260\text{ мкм}/6\text{ мкм}$

Компьютерное моделирование (рис. 5) показывает, что схема на рис. 4 обеспечивает коэффициент усиления по напряжению более 80 дБ.

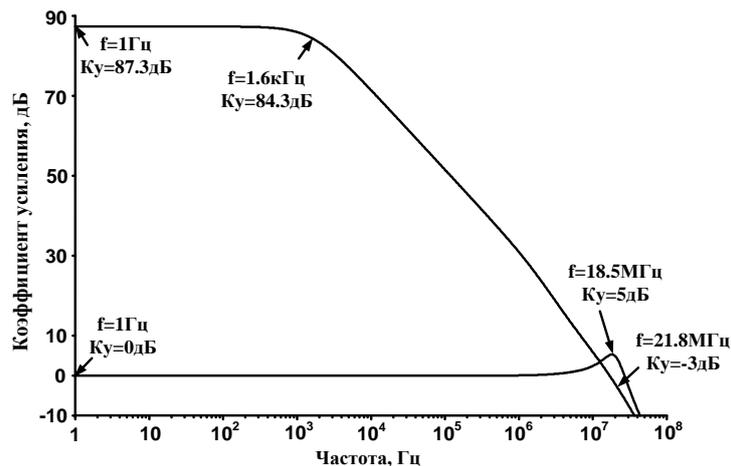


Рис. 5. ЛАЧХ ОУ на рис. 4 в среде *LTSpice* при  $t = 27^\circ\text{C}$ ,  $C_p = 30\text{ пФ}$ ,  $C_1 = 80\text{ пФ}$ ,  $R_1 = R_2 = 5\text{ кОм}$ ,  $R_3 = 500\text{ Ом}$ ,  $I_1 = I_2 = 200\text{ мкА}$ , транзисторы  $VT_1$ – $VT_2$  с  $W/L$  канала  $260\text{ мкм}/6\text{ мкм}$

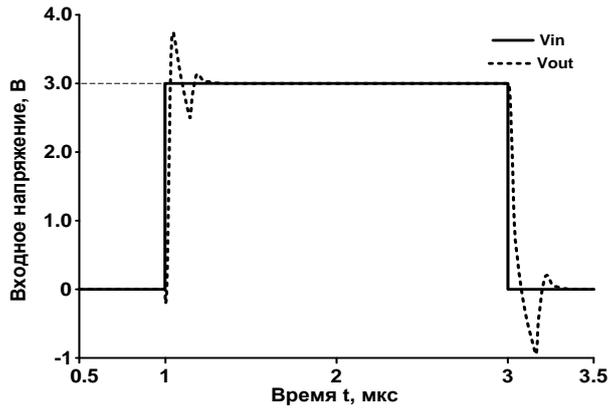


Рис. 6. Переходные процессы ОУ (рис. 4) в среде *LTspice* при  $t = 27^\circ\text{C}$ ,  $C_p = 30$  пФ,  $C_1 = 80$  пФ,  $R_1 = R_2 = 5$  кОм,  $R_3 = 500$  Ом,  $I_1 = I_2 = 200$  мкА

Анализ графиков на рис. 6 показывает, что максимальная скорость нарастания выходного напряжения для переднего фронта составляет  $153,7$  В/мкс, а заднего фронта –  $12$  В/мкс.

Компьютерное моделирование статического режима второй схемы ОУ (рис. 3) в среде *LTspice* представлено на рис. 7.

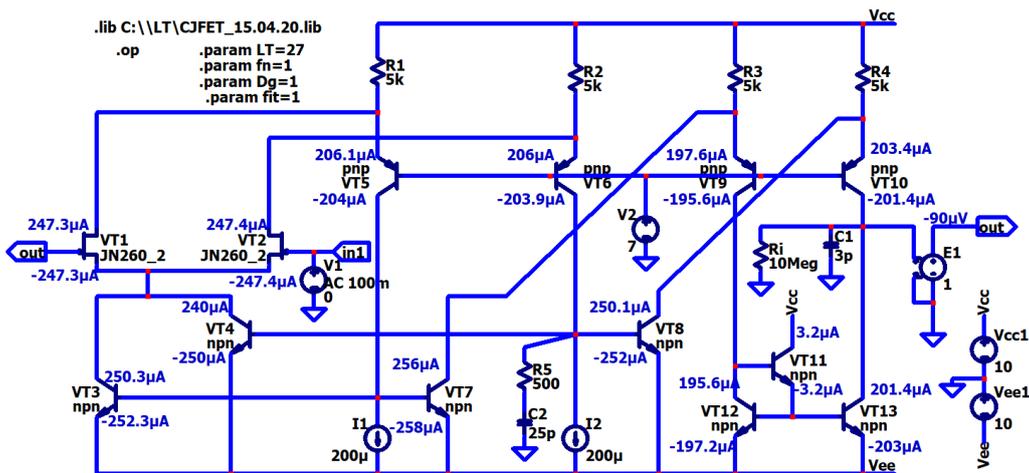


Рис. 7. Статический режим схемы ОУ (Рис. 3) в среде *LTspice* при  $t = 27^\circ\text{C}$ ,  $C_1 = 3$  пФ,  $C_2 = 25$  пФ,  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 5$  кОм,  $R_5 = 500$  Ом,  $I_1 = I_2 = 200$  мкА,  $VT_1, VT_2: W = 260$  мкм /  $L = 2$  мкм

Данная схема ОУ обеспечивает коэффициент усиления по напряжению около  $100$  дБ (рис. 8).

Таким образом, предлагаемые схмотехнические решения ОУ с модифицированной цепью отрицательной обратной связи по синфазному сигналу обеспечивают (при сравнительно малом статическом токопотреблении входного и промежуточного каскадов) достаточные для многих применений уровни коэффициента усиления по напряжению и систематической составляющей напряжения смещения нуля. Для построения высокотемпературных ОУ рекомендуется использовать *SiGe* [1–4] и КНИ [5; 6] технологические процессы.

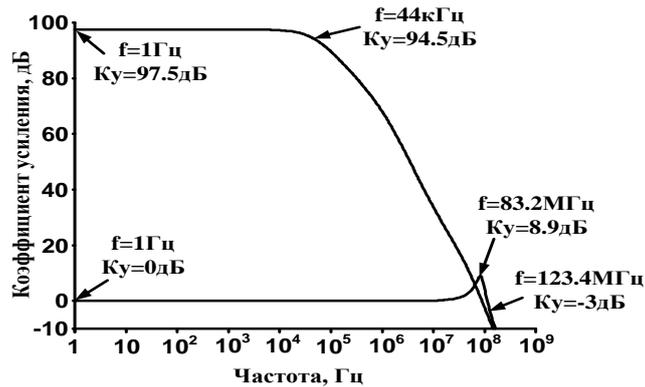


Рис. 8. ЛАЧХ ОУ на рис. 7 в среде *LTspice* при  $C1 = 3$  пФ,  $C2 = 25$  пФ,  $R1 = R2 = R3 = R4 = 5$  кОм,  $R5 = 500$  Ом,  $I1 = I2 = 200$  мкА,  $VT1, VT2: W = 260$  мкм /  $L = 2$  мкм

**Заключение.** Предлагаемый в статье нетрадиционный способ введения отрицательной обратной связи по синфазному сигналу во входной дифференциальной каскад ОУ позволяет (в отличие от традиционных решений) по-другому сформировать управляющие сигналы для промежуточного каскада ОУ, что обеспечивает более высокий коэффициент усиления по напряжению и меньшее статическое токопотребление. Компьютерное моделирование двух модификаций ОУ в среде *LTSpice* показывает, что для *CBJT-JFet* технологического процесса Минского АО «Интеграл» численные значения разомкнутого коэффициента усиления превышают 80 дБ (90 дБ) при сравнительно малом значении систематической составляющей напряжения смещения нуля. Для построения высокотемпературных ОУ (до 200 °С) рекомендуется использовать *SiGe* и КНИ технологические процессы.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-79-10069, <https://rscf.ru/project/23-79-10069/>.

### Список литературы

1. Thomas D. B. et al. SiGe Amplifier and Buffer Circuits for High Temperature Applications // Additional Papers and Presentations. – 2010. – Т. 2010. – №. HITEC. – С. 000379–000385.
2. Chen T., Kuo W. L., Zhao E., Liang Q., Jin Z., Cressler J. D., and Joseph A. J. On the High-Temperature (to 300 °C) Characteristics of SiGe HBTs // IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 51, No. 11, pp. 1825–1832, Nov., 2004.
3. Thomas D. B., Cressler J. D., Najafizadeh L., Philips S., Johnson R. W., Peltz L., Wilcox E., and Moen K. Performance and Reliability of SiGe Devices and Circuits for High-Temperature Applications // 2009 International Conference and Exhibition on High Temperature Electronics Network (HiTEN), Oxford, UK, Sept 13–15, pp. 49–56, 2009.
4. Thomas D. B. Silicon-Germanium Devices and Circuits for High Temperature Applications. M.S. Thesis, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA, 2010.
5. Patterson R. L., Hammoud A. Evaluation of cots SiGe, SOI, and mixed signal electronic parts for extreme temperature USE in NASA missions. <https://core.ac.uk/download/pdf/10557071.pdf>
6. Huque M. A., Blalock B. J., Su C., Vijayaraghavan R., Islam S. K., and Tolbert L. M. SOI-Based Integrated Circuits for High-Temperature Applications // 2008 International Conference on High Temperature Electronics (HiTEC), Albuquerque, NM, May 12–15, 2008, pp. 10–16.

## РАЗРАБОТКА РЕЗОНАТОРНЫХ СТРУКТУР НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

В. О. Фадеев, П. С. Маринушкин (научный руководитель)

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: Viafad98@gmail.com*

В статье рассматриваются вопросы расчёта топологии одноходового резонатора на поверхностных акустических волнах (ПАВ) с применением эквивалентной схемы Баттерворта-Ван Дейка для получения амплитудно-частотной (АЧХ) и фазово-частотной (ФЧХ) характеристик.

Резонаторы на поверхностных акустических волнах разрабатывались с 1970-х годов прошлого века, и применялись они в основном как стабилизирующий элемент осцилляторов в диапазоне частот от 100 МГц до 1 ГГц. Спустя 10 лет было найдено ещё одно применение для резонаторов, а именно в качестве полосовых фильтров. Помимо этого, резонаторные структуры можно использовать в качестве чувствительных элементов датчиков физических величин, например, давления или крутящего момента. Преимуществом устройств на ПАВ является их малая масса и габариты, механическая прочность и надёжность [1].

В данной работе будет рассмотрен один из способов расчёта одноходового резонатора с применением эквивалентной схемы Баттерворта-Ван Дейка (рис. 1), что позволит получить его АЧХ, ФЧХ и топологические параметры.

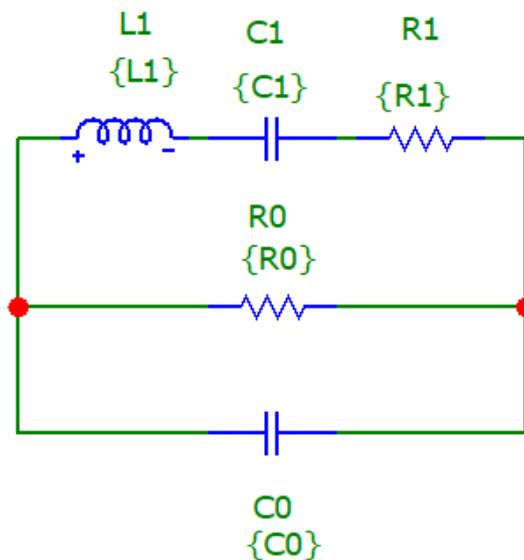


Рис. 1. Эквивалентная схема Баттерворта-Ван Дейка

Эквивалентная схема Баттерворта-Ван Дейка может быть использована для описания кварцевых резонаторов и устройствах на ПАВ, в том числе и для описания однопортовых резонаторов. Конденсатор  $C_0$  сопоставим с ёмкостью ВШП, индуктивность  $L_1$ , резистор  $R_1$  и конденсатор  $C_1$  характеризуют резонансные свойства структуры.  $R_0$  представляет собой сопротивление излучения ПАВ ВШП [2].

Исходными данными для расчета являются: центральная частота  $f_0$ , коэффициент электромеханической связи  $k_m$ , эффективная диэлектрическая проницаемость

пьезоэлектрика  $\varepsilon$  и диэлектрическая проницаемость в вакууме  $\varepsilon_0$  соответственно, скорость распространения ПАВ  $v$ , число пар электродов ВШП  $N_n$ , число электродов отражательной решётки (ОР)  $N_p$ . Топология резонатора представлена на рис. 2 [3]. Зная центральную частоту и скорость распространения ПАВ, можем рассчитать длину волны ПАВ  $\lambda$  и апертуру ВШП  $W$ :

$$\lambda = \frac{v}{f_0}; W = 25 \cdot \lambda. \quad (1)$$

Далее рассчитываются геометрические параметры топологии. Ширина металлизации  $a$  и расстояние электродов  $b$  принимается равным  $\lambda/4$ .

$$L_g = 10 \frac{\lambda}{2}, \quad (2)$$

$$L_n = N_p \frac{\lambda}{2} + 2L_g, \quad (3)$$

где  $N_p$  – количество электродов в ВШП.

$$L_p = \frac{\lambda}{4 \cdot r}, \quad (4)$$

где  $r$  – коэффициент отражения электрода отражательной решётки для ниобата лития Y-Z среза составляет 0,017.

$$L_{eff} = L_n + 2L_p \quad (5)$$

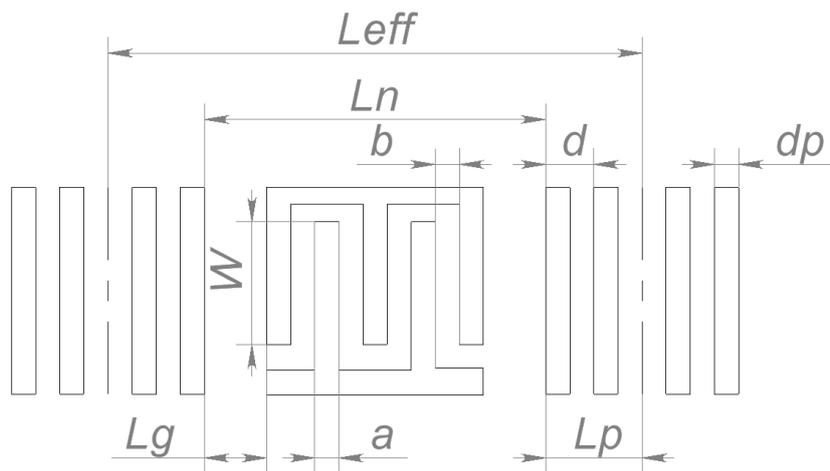


Рис. 2. Топология одноходового резонатора

Номинальные значения элементов эквивалентной схемы рассчитывается по формулам:

$$C_0 = N_p (\varepsilon + 1) \varepsilon_0 W, \quad (6)$$

где  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость пьезоэлектрика;  $\varepsilon_0$  – диэлектрическая проницаемость вакуума,  $8,85 \cdot 10^{-12}$ ;

$$R_0 = \frac{1}{8 \cdot k_m^2 \cdot f_0 \cdot N_p^2 (\varepsilon + \varepsilon_0)}, \quad (7)$$

где  $k_m$  – коэффициент электромеханической связи;  $f_0$  – центральная частота ВШП;

$$R_1 = \frac{1 - |\Gamma|}{2|\Gamma|} R_0, \quad (8)$$

где  $|\Gamma|$  – коэффициент отражения отражательной решётки (4).

$$|\Gamma| = \tanh(N_p \cdot r), \quad (9)$$

$$L_1 = \frac{L_{eff} R_0}{4 \cdot v \cdot |\Gamma|}, \quad (10)$$

$$C_1 = \frac{1}{2 f_0^2 L_1}. \quad (11)$$

Произведём расчёт топологии и номинальные значения для эквивалентной схемы резонатора с центральной частотой  $f_0 = 1,59$  ГГц. В качестве материала подложки выберем ниобат лития  $Y-Z$  среза, для которого скорость ПАВ  $v$  составляет 3 488 м/с, диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon = 37,45$ , коэффициент механической связи  $k_m = 0,113$ . Коэффициент отражения  $r$  составляет 0,015.

Параметры апертуры ВШП, количество электродов ВШП и ОР варьируется для достижения необходимых параметров добротности и АЧХ резонатора. Начальное значение для апертуры  $W$  примем равное 20 длин волн центральной частоты, для 1,59 ГГц имеем апертуру 219 мкм. Количество пар электродов  $N_n$  ВШП примем равное 100 и 200 электродов отражательной решётки  $N_p$ .

С помощью программы *MicroCap 12* проведём схемотехническое моделирование эквивалентной схемы, включённой последовательно к источнику сигнала с внутренним сопротивлением 50 Ом и к нагрузке 50 Ом. *MicroCap 12* позволяет провести расчёт номиналов элементов эквивалентной схемы Баттерворта-Ван Дайка и наглядно проследить влияние апертуры, количества электродов ВШП и электродов ОР на АЧХ, импеданс и ФЧХ резонатора.

Наиболее значительное влияние оказывает изменение количества пар электродов ВШП, что представлено на рис. 3, 4. Влияние на ФЧХ практически не оказывается.

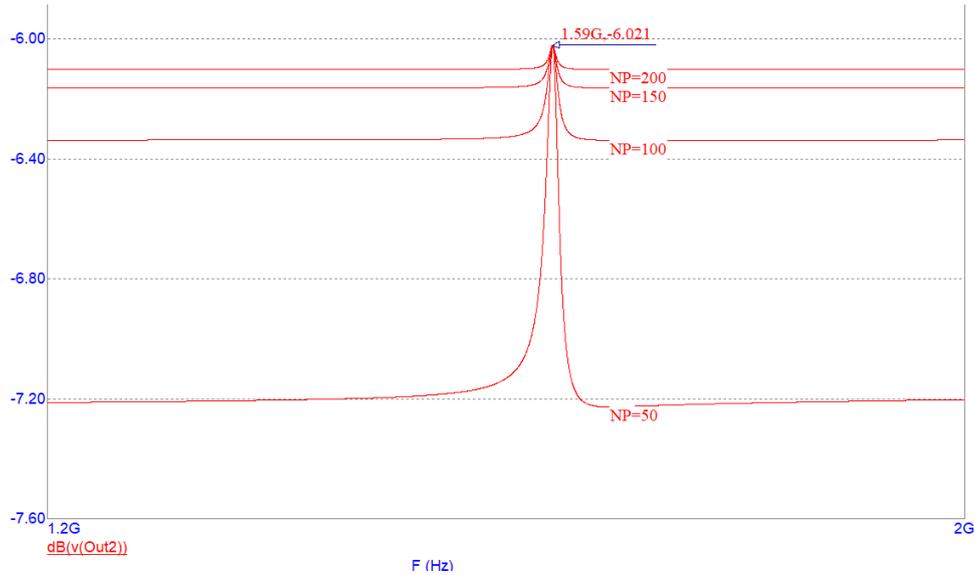


Рис. 3. АЧХ резонатора в зависимости от количества электродов ВШП

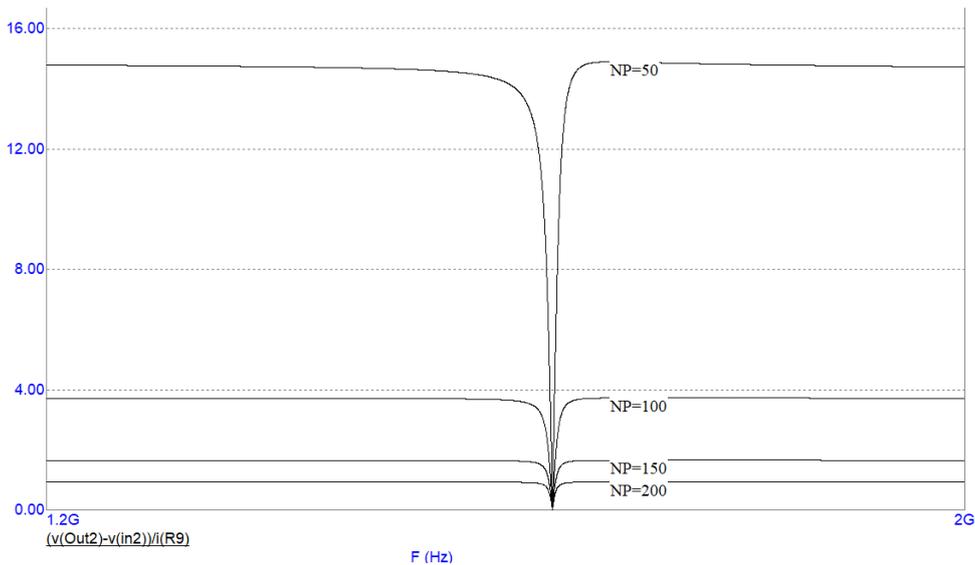


Рис. 4. Импеданс резонатора в зависимости от количества электродов ВШП

После проведения расчёта имеются все необходимые размеры для выполнения чертежа топологии и изготовления однопортового резонатора. Дальнейшая работа в данном направлении предусматривает изготовление резонаторов для контроля параметров и корректировки метода расчёта.

### Список литературы

1. Дмитриев В. Ф. Устройства интегральной электроники, 2006.
2. Morgan D. Surface acoustic wave filters, 2007.
3. Андреева И. О., Орлов В. С. Методика анализа и синтеза одноходовых и двухходовых резонаторов на поверхностных акустических волнах по модифицированной модели эквивалентных схем, 1988.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПАВ-ФИЛЬТРОВ ОТ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА

М. С. Худяков, Р. С. Швалёв

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: mh.sfu@yandex.ru

Исследовано влияние изменения толщины электродов пьезоакустического преобразователя на отклонение центральной частоты полосового фильтра. Выполнены конечно-элементные расчёты для различных конфигураций и вариантов подключения электродов преобразователя.

Устройства на пьезоакустических волнах (ПАВ) в настоящий момент получили большое развитие в радиоэлектронике. Они применяются в качестве линий задержки, полосовых фильтров, преобразователей сигналов, резонаторов и др.

Существующая тенденция в уменьшении размеров радиоэлементов с сохранением или увеличением их рабочих мощностей касается и устройств на ПАВ. С уменьшением элементов на их характеристики начинают сильно влиять различного рода дефекты и неточности в производстве радиоэлектронных устройств. Так, при изменении высоты электродов на 1 нм, собственная частота акустического колебания изменяется на несколько сотен герц.

Целью работы является исследование влияния погрешностей в производстве ПАВ преобразователей на характеристики полосовых фильтров на ПАВ: скорость распространения акустической волны и центральную частоту фильтра.

Исследования были проведены в среде моделирования *COMSOL Multiphysics*. Данная среда позволяет задавать размеры подложки, геометрию электродов, свойства материала, величину электрического потенциала, частоту и выполнять различные виды анализа (модальный, гармонический, переходный и др.) с использованием метода конечных элементов.

Была исследована элементарная ячейка ПАВ-преобразователя с характеристиками, представленными в табл. 1. По краям модели задавались периодические граничные условия, при этом результаты берутся в расчёт как для всего прибора.

Таблица 1

Исходные данные

Наименование	Значение
Температура воздуха, К	298
Длина волны, мкм	18
Толщина преобразователя, мкм	4,5
Скорость волны Рэлея, м/с	3 488
Период преобразователя, мкм	18

При анализе высота электродов изменялась в диапазоне от 10 до 300 нм с шагом в 5 нм. Рассматривался как вариант преобразователя с расщеплёнными электродами, так и с нерасщеплёнными.

В первом эксперименте рассматривалась модель с нерасщеплёнными электродами. Сначала к обоим электродам прикладывался постоянный потенциал (случай *GND/GND*). Далее на одном из электродов задавался плавающий потенциал, а на другом – нулевой (*GND/FLT*).

Графики зависимости скорости поверхностной акустической волны от толщины электродов отражены на рис. 1. Видно, что зависимость нелинейная. При изменении толщины электродов в диапазоне от 10 нм до 300 нм происходит уменьшение скорости волны на 10 м/с.

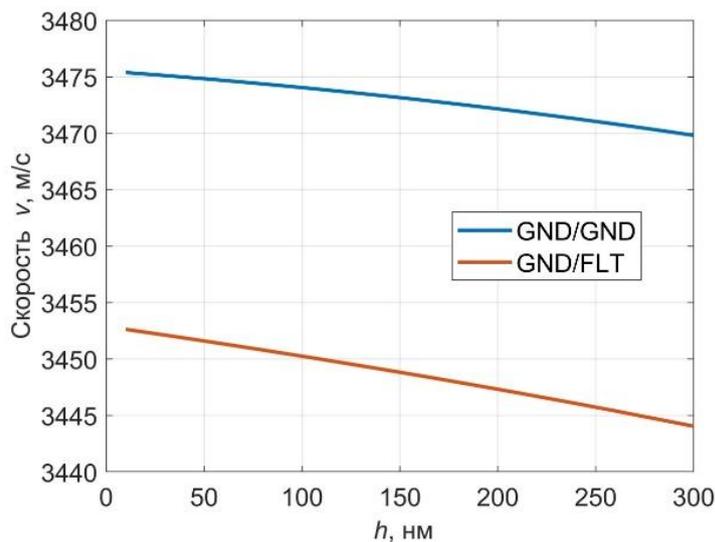


Рис. 1. Анализ модели с нерасщепленными электродами

Во втором эксперименте рассматривалась модель с расщепленными электродами. Также сначала к обоим электродам прикладывался постоянный потенциал (*GND/GND*). Далее на одном из электродов задавался плавающий потенциал, а на другом – нулевой (*GND/FLT*).

Соответствующие графики зависимости скорости акустической волны от толщины электродов отражены на рис. 2.

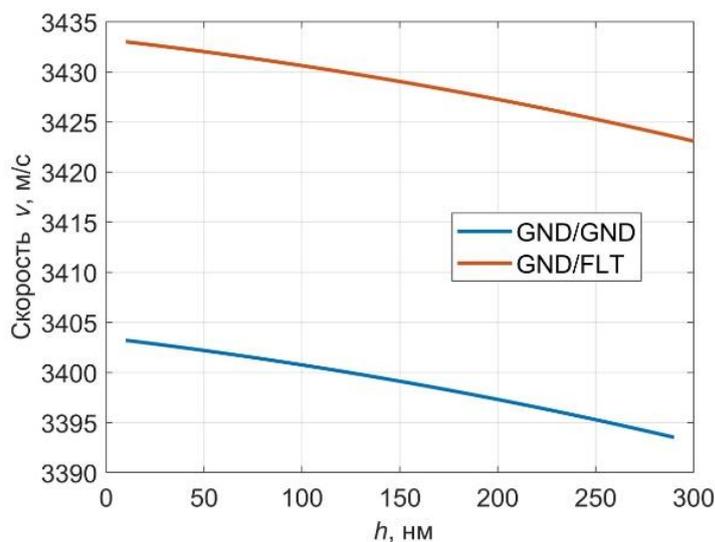


Рис. 2. Анализ модели с расщепленными электродами

В результате исследования графиков найдены определенные закономерности: на определённых высотах электродов характер волн меняется местами с симметричных на асимметричные. Изменение скорости ПАВ лежит в пределах 10 м/с. Найденные закономерности сведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты исследования			
Вариант исполнения	Скорость ПАВ, м/с	Центральная частота, МГц	Относительное изменение, %
На свободной поверхности	3488	193,8	0
С нерасщеплёнными электродами			
<i>GND/GND</i>	3475–3469	193–192,7	0,41–0,57
<i>GND/FLT</i>	3453–3444	191,8–191,3	1–1,3
С расщеплёнными электродами			
<i>GND/GND</i>	3433–3424	190,7–190,2	1,6–1,86
<i>GND/FLT</i>	3404–3394	189,1–188,6	2,4–2,7

Таким образом, в рассмотренном диапазоне разброса толщин электродов изменение центральной частоты фильтра полосового фильтра, сконструированного на основе исследованного преобразователя, доходит до 3 %, что может оказаться незначительным для широкополосных фильтров, но отклонения в фильтрах узкополосных зачастую варьируются в пределах 1 % и найденное смещение частоты может оказаться недопустимым.

Рассмотренные зависимости скорости волны от толщины напылённых электродов помогут оценить допуски на технологию изготовления фильтров, повысить процент выхода годных изделий.

### Список литературы

1. Орлов В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. Москва: Радио и связь, 1984. – 272 с.
2. Балышева О. Л. Материалы для акустоэлектронных устройств: учеб. пособие; ГУАП. СПб., 2005. – 50 с.
3. Matthews H. Editor. Surface wave filters design. Construction, and use. New York: Wiley. 1977. p. 472.
4. Morgan D. P. Surface-wave devices for signal processing. Elsevier. 1985. p. 416.

## СЕКЦИЯ

### «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

---

#### МОДУЛЬ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ТЕРАПИИ

Г. М. Алдонин, О. А. Тронин, С. А. Андреев, К. В. Ноговицина

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660041, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru*

В работе представлен макет устройства ультразвуковой терапии, входящий в состав разработанного в лаборатории Медицинского приборостроения Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета аппаратно-программного комплекса (АПК) контроля функционального состояния организма человека. С помощью модуля ультразвуковой терапии комплекс АПК [1], который предназначен для диагностики основных физиологических параметров, можно использовать для активной терапии некоторых заболеваний.

Для расширения возможности АПК в статье рассматривается функциональный модуль ультразвуковой терапии (УЗТ). Метод УЗ терапии используется для лечения различных заболеваний и состояний, таких как: воспаления, болезни суставов, мышц и связок, а также для ускорения заживления ран и раневых повреждений. Принцип действия УЗ терапии основан на том, что УЗ волны способны проникать в ткани организма человека на глубину до нескольких сантиметров, что позволяет ускорить диффузионные и обменные процессы, тем самым достичь целевого эффекта лечения.

**Ультразвуковой модуль диагностики и терапии.** Ультразвук – это звуковые волны с частотой выше верхнего предела слышимости человека, то есть выше 20 кГц. Использование ультразвука в медицине имеет долгую историю и широкий спектр применения. От диагностики до лечения ультразвук стал незаменимым инструментом современной медицины. Преимущества применения ультразвука в терапии очевидны: отсутствие риска инфекций, минимальная инвазивность процедур, отсутствие необходимости в общем наркозе, быстрое восстановление после лечения. Благодаря постоянному развитию технологий и методик, ультразвуковая терапия становится всё более точной, эффективной и безопасной. Ультразвуковые волны могут быть разделены на две категории по интенсивности: ультразвук низкой интенсивности ( $0,125\text{--}3,0\text{ Вт/см}^2$ ) и ультразвук высокой интенсивности ( $3\text{--}10\text{ Вт/см}^2$ ). Ультразвук низкой интенсивности обычно используется для безопасного нагрева или других нетепловых эффектов, а также для стимуляции и ускорения естественных физиологических процессов в организме при лечении травм. Ультразвук высокой интенсивности способен вызывать выборочное разрушение тканей организма человека. Интенсивность волны  $I$  – плотность потока энергии волны – величина, равная количеству энергии ( $\Phi$ ), проходящей за единицу времени через единичную площадку ( $S$ ):

$$I = \Phi/S.$$

Интенсивности УЗ волн, применяемых в медицине, подразделяются на три интервала:

- малая –  $0,05\text{--}0,6\text{ Вт/см}^2$ ;

- средняя – 0,6–1,2 Вт/см<sup>2</sup>;
  - большая – свыше 1,2 Вт/см<sup>2</sup>,
- а в биологических исследованиях до 1 000 Вт/см<sup>2</sup> [2].

Для лабораторных исследований выбран диапазон от 20 кГц до 120 кГц, это обусловлено тем, что низкочастотный ультразвук небольшой интенсивности тормозит развитие дистрофического процесса при травме сустава, стимулирует консолидацию костей после перелома, способствует рассасыванию воспалительного инфильтрата в поврежденном диске при остеохондрозе, повышает восстановление структуры фиброзного кольца и пульпозного ядра.

Ультразвуковые волны низкой частоты повышают физиологическую лабильность нервных центров и периферических нервно-мышечных образований; варьируя частоту и интенсивность воздействия, можно получать выраженный обезболивающий эффект. В частности, на основании регистрации афферентной импульсации нерва установлено, что ультразвук частотой 22, 60, 80 и 100 кГц, применяемый в непрерывном режиме, вызывает обезболивающий эффект.

Низкочастотная ультразвуковая терапия способствует нормализации функции внешнего дыхания, повышает усвоение тканями кислорода, устраняет спазм бронхов и сосудов лёгких.

Под влиянием низкочастотного ультразвука улучшаются моторная, эвакуаторная, всасывательная функции желудка, снимаются спазмы кишечника, желчевыводящих путей, повышается диурез (процесс образования и выведения мочи из организма).

Ультразвуковые колебания низкой частоты значительно влияют на фармакокинетику и фармакодинамику «форетируемых» лекарственных веществ. В результате сочетанного действия потенцируются лечебные эффекты антибиотиков, сосудорасширяющих, противовоспалительных и рассасывающих веществ.

Столь разнообразные, а в ряде случаев и существенно выраженные лечебные эффекты низкочастотного ультразвука определяют довольно широкие показания к применению и хорошие перспективы его лечебно-профилактического использования [3], что определяет актуальность создания портативного индивидуального модуля УЗТ в составе аппаратно-программного комплекса (АПК) контроля функционального состояния организма человека.

Макет ультразвукового модуля терапии (рис. 1) представляет собой излучатель УЗ волн малой интенсивности. В состав модуля входят:

- контроллер SG3525;
- усилитель;
- излучатель (пьезоэлемент);
- аккумуляторная батарея;
- преобразователи напряжения.

Функциональная электрическая схема модуля УЗТ приведена на рис. 2.

Печатная плата ультразвукового передатчика показана на рис. 3.

**Описание работы схемы.** Питание схемы осуществляется с помощью аккумуляторной батареи 18650. На контроллер SG3525 с преобразователя напряжения А1 (рис. 2) подаётся питание 12 В, встроенный источник опорного напряжения GS3525 – 5 В, в микросхеме имеется собственный вольтметр, определяющий величину напряжения. Если напряжение питания меньше 8 В – контроллер блокируется. Частотоподающий генератор микросхемы SG3525 имеет частоту от 100 Гц до 400 кГц, в контроллере используется D триггер, который делит частоту генератора на два, следовательно, частота преобразования может быть равна от 50 до 200 кГц. Выходные импульсы с выхода контроллера SG3525 используется для управления полевым

транзистором, который подаёт напряжение частотой (25–120 кГц) на излучатель. Выходное напряжение и частоту можно регулировать для лабораторных исследований, подстройка частоты представлена на рис. 4. На рис. 4, *а* представлен сигнал в начале диапазона 27 кГц, амплитуда 8,8 В; на рис. 4, *б* сигнал частотой 56 кГц, амплитуда 8,4 В; на рис. 4, *в* сигнал частотой 100 кГц, амплитуда 8,3 В; рис. 4, *г* представлен фронт сигнала частотой 110 кГц и амплитудой 8,3 В.

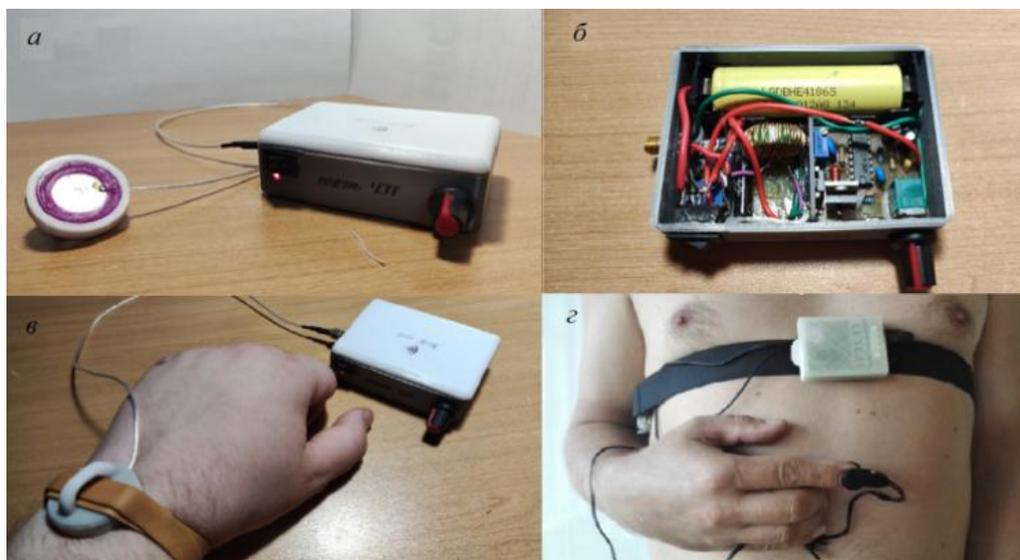


Рис. 1. Внешний вид макета ультразвукового модуля: *а* – вид в комплекте с излучателем, *б* – вид со снятой крышкой, *в* – использование ультразвукового модуля терапии при артрите суставов, *г* – УЗТ в комплексе с АПК

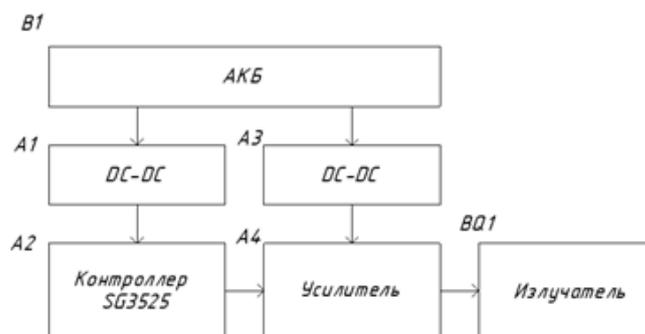


Рис. 2. Функциональная электрическая схема УЗТ: АКБ (B1) – аккумуляторная батарея 18650; DC-DC (A1, A3) – преобразователи постоянного напряжения

УЗТ входит в состав аппаратно-программного комплекса (АПК) контроля функционального состояния организма человека. Кардиомонитор холтеровского типа (АПК) предназначен для длительного наблюдения автономно в режиме *online* кардиоинтервалов кардиоритма (КР), электрокардиосигналов (ЭКС), пульсовой волны (ПВ) кровотока и фонокардиограммы (ФКГ), статистический, спектральный и вейвлет-анализ этих биосигналов, времени распространения пульсовой волны (ВРПВ) [4]. Встроенный модуль УЗТ позволит обеспечить неинвазивную индивидуальную терапию

заболеваний суставов, органов дыхания, органов пищеварения и др. (пример применения представлен на рис. 1, в).

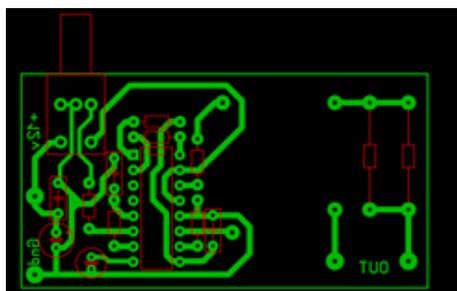


Рис. 3. Печатная плата излучателя УЗ

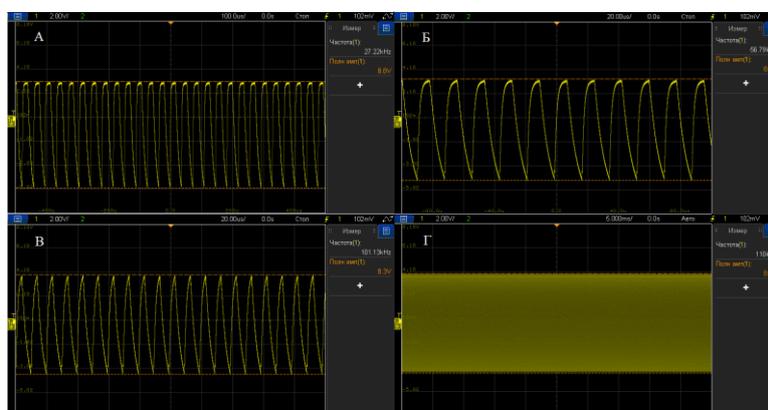


Рис. 4. Выходные сигналы с различной разверткой

При значительных улучшениях его эргономических характеристик по массе и габаритам можно обеспечить минимальный дискомфорт терапии при различных заболеваниях.

Таким образом, применение ультразвукового модуля разработанный в лаборатории Медицинского приборостроения Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета АПК холтеровского типа на базе рекордера АГМ 01, расширит его функциональные возможности. В перспективе предполагается создать диагностическое направление на основе метода неинвазивной УЗ диагностики и терапии.

### Список литературы

1. Aldonin G. M. Autonomous Monitoring of the Main Set of Parameters of the Cardiovascular System // Biomedical Engineering, volum 46, issue 6, 2013, – pp. 232–236.
2. Учебное пособие: физические основы использования ультразвука в медицине / И. И. Резников, В. Н. Фёдорова, Е. В. Фаустов, А. Р. Зубарев, А. К. Демидова.
3. Низкочастотная ультразвуковая терапия : механизм действия, техника и методики применения : метод. рекомендации / В. С. Улащик, С. В. Ивашенко, С. А. Наумович. – Минск : БГМУ, 2011. – 18 с.
4. Алдонин Г. М., Попов А. С, Солдатов А. В., Черепанов В. В. Телекоммуникационный аппаратно-программный комплекс. Сборник научных трудов Международной IEEE-Сиб. конф. по упр. и связи, 2015.

## О ВЫБОРЕ ПАРАМЕТРОВ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОХЛАЖДЕНИЯ ТЕПЛОАГРУЖЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

Е. Н. Васильев

*Институт вычислительного моделирования СО РАН  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50/44  
E-mail: ven@icm.krasn.ru*

Рассмотрена термоэлектрическая система охлаждения и терморегулирования теплонагруженных элементов электроники. Проведены расчёты и анализ энергетической эффективности системы охлаждения с учётом рабочих характеристик термоэлектрического модуля, термических сопротивлений теплораспределителя и устройства отвода теплоты, параметров теплонагруженного элемента. Проведено сравнение эффективности охлаждения при использовании двух серийных термоэлектрических модулей, имеющих различную холодопроизводительность. Показано, что выбор термоэлектрического модуля зависит от величины термических сопротивлений теплораспределителя и устройства отвода теплоты.

Надёжность и стабильность функционирования электронных устройств в значительной степени зависят от температурного режима. Для обеспечения оптимальных тепловых режимов теплонагруженных элементов (ТНЭ) электроники используются различные средства интенсификации отвода теплоты: радиаторы, вентиляторы, тепловые трубы. В то же время эти средства зачастую не имеют достаточной эффективности охлаждения и требуемой точности поддержания заданного температурного режима, например, при необходимости охлаждения ТНЭ ниже температуры окружающей среды. В таких случаях актуально использование термоэлектрических модулей (ТЭМ) [1; 2]. В настоящее время ТЭМ применяются для охлаждения и терморегулирования малогабаритных теплонагруженных элементов электроники (микропроцессоры, ПЗС-линейки и ПЗС-матрицы), стабилизации температурного режима когерентных источников оптического излучения для предотвращения их дрейфа, а также в других практических приложениях. К важным достоинствам термоэлектрических модулей относятся практически неограниченный ресурс, малые габариты, вес и тепловая инерционность, бесшумность работы. При этом эффективность термоэлектрической системы охлаждения в целом существенно зависит от её внутренних термических сопротивлений. Одним из путей повышения эффективности термоэлектрической системы охлаждения и терморегулирования является выбор оптимальной конструкции и режимов работы, позволяющий снизить перепады температуры на термических сопротивлениях элементов конструкции.

Конструкция термоэлектрической системы охлаждения и терморегулирования (рис. 1), предназначенная для охлаждения теплонагруженных элементов (1), включает в себя теплораспределитель (2), термоэлектрический модуль (3), устройство теплоотвода (4) и тепловые контакты (5). Охлаждение ТНЭ обеспечивается за счёт отрицательного температурного перепада  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}$ , производимого ТЭМ. Теплораспределитель, выполненный из материала с высокой теплопроводностью, предназначен для выравнивания температурного поля и теплового потока при различии размеров ТНЭ и ТЭМ. Устройство теплоотвода обеспечивает отвод теплоты от горячей стороны ТЭМ во внешнюю среду. Тепловые потери на термических сопротивлениях теплораспределителя, устройства теплоотвода и тепловых контактов снижают эффективность термоэлектрической системы охлаждения.

Расчёт эффективности термоэлектрической системы охлаждения и терморегулирования проведен применительно к стационарному процессу с помощью соотношения, связывающего общий температурный перепад с перепадами температур на её отдельных составных элементах:

$$\Delta T_0 = R_T Q - \Delta T_{\text{ТЭМ}}(I, Q) + R_S(Q + U(I, Q)I),$$

где  $\Delta T_0$  – разница температур между основанием ТНЭ и внешней средой,  $R_S$  и  $R_T$  – суммарные термические сопротивления устройства теплоотвода и теплораспределителя с учётом их тепловых контактов,  $Q$  – мощность тепловыделения ТНЭ,  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}$  – перепад температуры между горячей и холодной сторонами ТЭМ,  $U$  и  $I$  – напряжение и сила тока электропитания ТЭМ. Рабочие характеристики термоэлектрического модуля  $Q(\Delta T_{\text{ТЭМ}})$  и  $U(\Delta T_{\text{ТЭМ}})$  являются исходными данными для определения зависимостей  $U(I, Q)$  и  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}(I, Q)$  и дальнейшего расчёта  $\Delta T_0$ . Методика расчёта зависимостей  $U(I, Q)$  и  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}(I, Q)$  приведена в [3; 4].

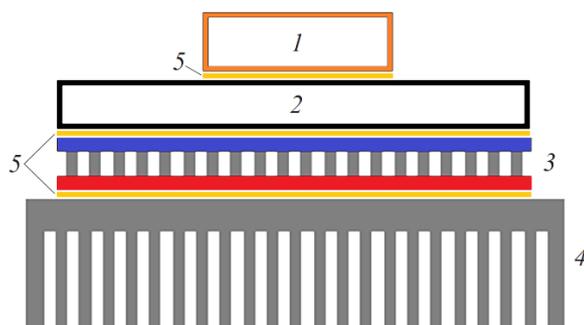


Рис. 1. Схема термоэлектрической системы охлаждения и терморегулирования

Для серийно выпускаемых ТЭМ информация по их параметрам и рабочим характеристикам доступна из данных производителя. Помимо общих параметров (геометрические размеры, электрическое сопротивление и пр.) обычно также приводятся зависимости  $Q(\Delta T)$  и  $U(\Delta T)$  для нескольких значений силы тока. В данной работе для расчётов использованы такие зависимости для двух серийных ТЭМ, имеющих различную холодопроизводительность и одинаковую площадь боковых поверхностей  $40 \times 40$  мм<sup>2</sup>. Стандартный ТЭМ «S-199-14-11» имеет максимальные значения холодопроизводительности  $Q = 124,2$  Вт и перепада температуры  $\Delta T_{\text{ТЭМ}} = 72,5$  К при силе тока 7,9 А и напряжении 25,3 В. Высокомощный ТЭМ «D-200-14-06» обеспечивает при силе тока 15,1 А и напряжении 25,3 В холодопроизводительность 238,3 Вт и значение  $\Delta T_{\text{ТЭМ}} = 70$  К. Рабочие характеристики  $Q(\Delta T)$  и  $U(\Delta T)$  указанных ТЭМ являются исходными данными для расчёта эффективности охлаждения. Значения термических сопротивлений теплораспределителя  $R_T$  и устройства отвода теплоты  $R_S$  могут быть определены экспериментально или из расчётов [5–8]. Характерный диапазон значений термических сопротивлений термоэлектрической системы охлаждения составляет 0,1–0,5 К/Вт.

Выбор оптимального ТЭМ основывается на анализе зависимостей энергетических характеристик от параметров ТЭМ и ТНЭ, термических сопротивлений теплораспределителя и устройства отвода теплоты. Более эффективным является ТЭМ, который при заданной мощности тепловыделения ТНЭ обеспечивает требуемый температурный перепад между ТНЭ и внешней средой и имеет наибольший холодильный коэффициент.

Энергетические характеристики термоэлектрической системы охлаждения для ТЭМ «S-199-14-11» и значений  $R_T = 0,3$  К/Вт,  $R_S = 0,3$  К/Вт приведены на рис. 2, на кривых указаны соответствующие им значения  $\Delta T_0$  в градусах Цельсия. Зависимости холодопроизводительности  $Q(I)$  имеют максимумы, значения которых снижаются с

ростом абсолютной величины температурного перепада  $\Delta T_0$ . Значениям  $Q$ , ниже максимальных, соответствуют по два значения силы тока, так для уровня  $Q = 20$  Вт, обозначенного штриховой горизонтальной линией, они примерно равны 2,5 А (отмечено штриховой вертикальной линией) и 6 А. Очевидно, что более эффективный режим работы системы охлаждения обеспечивается при меньшем значении силы тока, поскольку собственное энергопотребление ТЭМ в этом случае значительно ниже.

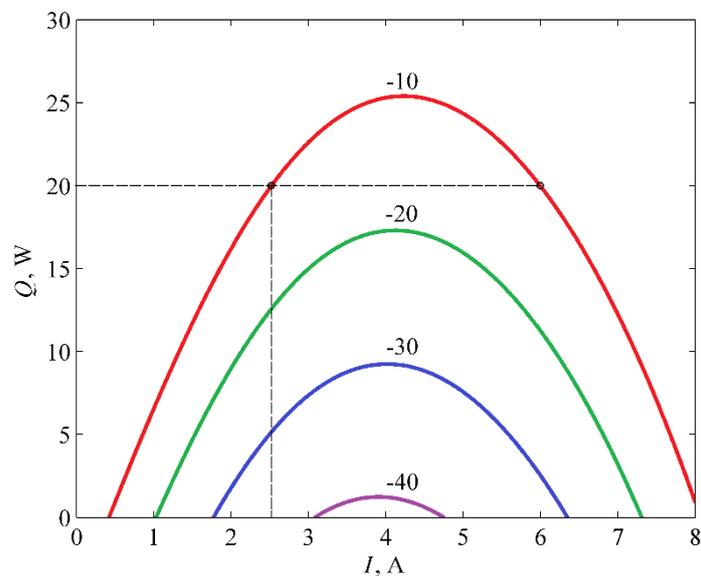


Рис. 2. Зависимости холодопроизводительности от силы тока при различных значениях  $\Delta T_0$

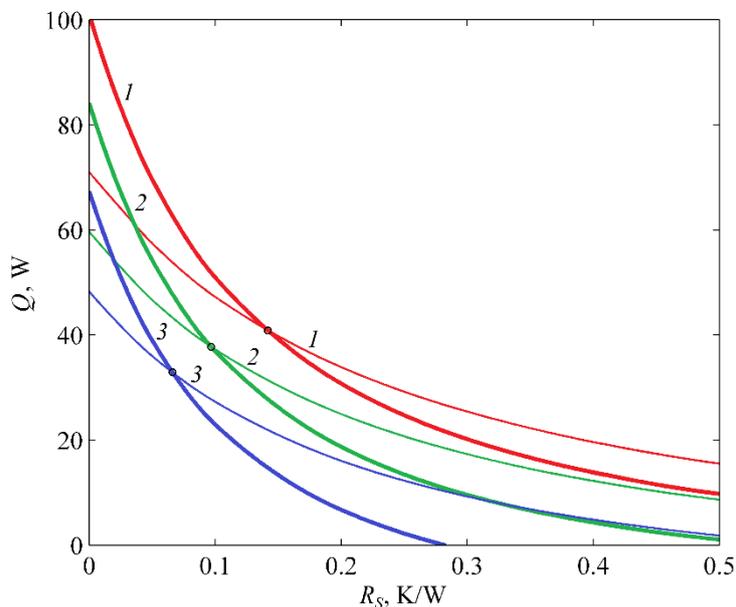


Рис. 3. Зависимости максимальной холодопроизводительности от термического сопротивления  $R_S$  при  $R_T = 0,3$  К/Вт: 1 –  $\Delta T_0 = -10$  °С; 2 –  $\Delta T_0 = -20$  °С; 3 –  $\Delta T_0 = -30$  °С

Максимальные значения зависимостей холодопроизводительности  $Q(I)$  и холодильного коэффициента  $\epsilon(I)$  характеризуют потенциал применяемого ТЭМ при заданных  $R_T$  и  $R_S$ , поскольку позволяют определить достижимый предел энергетической эффективности термоэлектрической системы охлаждения. Зависимости максимальных

значений холодопроизводительности  $Q(R_S)$  ТЭМ «S-199-14-11» (тонкие линии) и «D-200-14-06» (толстые линии) для  $R_T = 0,3$  К/Вт приведены на рис. 3, кривые 1, 2 и 3 соответствуют значениям  $\Delta T_0 = -10, -20$  и  $-30$  °С. Для каждого значения  $\Delta T_0$  графики  $Q(R_S)$  имеют точку пересечения (отмечена кружком) при некотором значении  $R_{S^*}$ , при котором холодопроизводительность рассматриваемых ТЭМ имеет равное значение. Следовательно, высокомощный ТЭМ «D-200-14-06» обеспечивает более высокую холодопроизводительность по сравнению со стандартным ТЭМ «S-199-14-11» при  $R_S < R_{S^*} = 0,14$  К/Вт для  $\Delta T_0 = -10$  °С, при  $R_S < R_{S^*} = 0,1$  К/Вт для  $\Delta T_0 = -20$  °С, при  $R_S < R_{S^*} = 0,068$  К/Вт для  $\Delta T_0 = -30$  °С. Меньшая холодопроизводительность термоэлектрической системы охлаждения с более мощным ТЭМ при  $R_S > R_{S^*}$  связана с тем, что такой ТЭМ обеспечивает необходимый перепад температуры  $\Delta T_{ТЭМ}$  при более высоком энергопотреблении, поэтому с некоторого значения  $R_S$  возросшие тепловые потери в устройстве теплоотвода начинают превышать его потенциальное преимущество в холодопроизводительности.

Таким, образом, представлена вычислительная методика, которая позволяет проводить расчёт и анализ энергетических характеристик термоэлектрической системы охлаждения и осуществлять с учётом исходных технических условий целенаправленный выбор оптимального термоэлектрического модуля, обеспечивающий максимальную эффективность процесса охлаждения. Сравнительный анализ энергетических характеристик термоэлектрической системы охлаждения для двух серийных ТЭМ с различной холодопроизводительностью показал, что высокомощный термоэлектрический модуль обеспечивает более высокую эффективность охлаждения только при относительно малых значениях термических сопротивлений теплораспределителя и устройства отвода теплоты.

### Список литературы

1. Chang Y. W., Chang C. C., Ke M. T., Chen S. L. Thermoelectric air-cooling module for Chang electronic devices // Applied Thermal Engineering. 2009. V. 29. № 13. P. 2731–2737.
2. Васильев Е. Н. Термоэлектрическое охлаждение теплонагруженных элементов электроники // Микроэлектроника. – 2020. – Т.49. – № 2. – С. 133–141.
3. Васильев Е. Н. Расчет и оптимизация режимов термоэлектрического охлаждения теплонагруженных элементов // Журнал технической физики. – 2017. – Т. 87. – Вып. 1. – С. 80–86.
4. Васильев Е. Н., Дервянко В. А. Анализ эффективности применения термоэлектрических модулей в системах охлаждения радиоэлементов // Вестник СибГУ. – 2013. – № 4(50). – С. 9–13.
5. Васильев Е. Н. Расчет термического сопротивления теплораспределителя системы охлаждения теплонагруженного элемента // Журнал технической физики. – 2018. – Т. 88. – Вып. 4. – С. 487–491.
6. Васильев Е. Н. Определение режимов термоэлектрического охлаждения теплонагруженных элементов электроники // Микроэлектроника. – 2020. – Т. 49. – № 4. – С. 297–303.
7. Vasil'ev E. N. Calculation of heat transfer characteristics of a finned wall // Siberian Journal of Science and Technology. 2020. V. 21, № 2. P. 226–232.
8. Васильев Е. Н. Расчет и оптимизация теплообменников термоэлектрического блока охлаждения // Теплофизика и аэромеханика. – 2022. – Т. 29. – № 3. – С. 419–429.

## АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ПОВЕРКИ И КАЛИБРОВКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Н. Б. Муродова

*Политехнический институт СФУ*  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26  
E-mail: murodova.nargis@yandex.ru

В статье рассмотрены проблемы в деятельности метрологических лабораторий при осуществлении процедур поверки и калибровки средств измерений. Данные проблемы предложено решить посредством внедрения в деятельность лаборатории автоматизированных рабочих мест специалистов на базе программного обеспечения *UnitesS*.

Высокие показатели качества продукции являются важнейшим фактором обеспечения её успеха на рынке. В документах, в соответствии с которыми производится продукция, указаны требования к её качеству, долговечности, для обеспечения которых необходимо проведение измерений на каждом этапе производства. Измерения характеристик продукции производятся с помощью средств измерений (СИ) – технических средств, имеющих нормированные метрологические свойства [1]. Для обеспечения точности и достоверности результатов измерений проводятся процедуры поверки и калибровки СИ. Данные процедуры являются основой деятельности метрологических лабораторий.

С ростом сложности и объёмов работ, проводимых метрологическими лабораториями, стало понятно, что традиционные методы поверки и калибровки СИ уже не отвечают современным требованиям. В связи с этим всё больше лабораторий переходят на автоматизацию процессов.

Необходимость внедрения автоматизации процессов связана со следующими проблемами, встречающимися в метрологических лабораториях при проведении поверки и калибровки СИ:

1. Выполнение большого количества действий и обработка больших объёмов данных при проведении поверки или калибровки, что может повлиять на точность и достоверность результатов измерений. При некорректной обработке данных можно ошибочно сделать заключение о пригодности к применению СИ.

2. Значительные временные затраты, большая трудоёмкость процесса поверки и калибровки и необходимость высокой квалификации персонала.

3. Ведение рабочих журналов с первичными записями, включающими в себя сведения о выборе методики, эталонах, условиях выполнения измерений, а также полученные результаты измерений. На сегодняшний день предпочтительным способом ведения рабочих журналов всё так же является ручной способ, так как он наиболее прост и с высокой долей вероятности гарантирует сохранность данных.

4. Сложность современных СИ. Развитие техники и технологий неизбежно приводит к необходимости повышения точности измерений и, как следствие, к усложнению устройства современных СИ.

На сегодняшний день на рынке автоматизированных рабочих мест (АРМ) существует большое количество систем для автоматизации процессов поверки и калибровки СИ: *UnitesS*, *Fluke MET/CAL*, *NI Labview*, *NI TestStand*, *Transmille ProCal*. Наиболее подробно стоит рассмотреть систему *UnitesS* АРМ, поскольку по сравнению с остальными системами она обладает следующими достоинствами, благодаря которым может использоваться повсеместно в лабораториях, осуществляющих поверку и калибровку СИ:

1. Широкая номенклатура СИ, поверка и калибровка которых может осуществляться с помощью *UnitesS APM* (гири, мультиметры, калибраторы, частотомеры, осциллографы, *GPS/GLONASS* приёмники, шумомеры, акселерометры, микрошприцы и т. д.).

2. Возможность проведения многоступенчатых поверок или калибровок, при которых измерения будут проводить в разные промежутки времени и автоматические соединяться.

3. Возможность приобретения бессрочной лицензии.

4. Наличие модуля машинного зрения.

5. Возможность управления объёмом измерения путем исключения при необходимости некоторых операций поверки или калибровки.

6. Возможность коррекции алгоритма проведения поверки или калибровки без потери результатов.

7. Совместимость с СИ компаний *Fluke, Transmille, Agilent, R&S, Tektronix, Lecroy* и др.

8. Наличие сертификата РФ.

Структура *UnitesS* включает в себя ПО автоматизированного рабочего места специалиста *UnitesS APM*, работающего совместно с базой данных *UnitesS DB*, клиентским ПО *UnitesS Manager* и модулем машинного зрения для считывания показаний с экрана приборов *UniTesS Vision*. Также в структуру *UnitesS* может входить роботизированный манипулятор, оснащённый камерой и подсветкой и позволяющий проводить процедуры поверки и калибровки полностью автоматически без участия специалиста.

База данных *UnitesS DB* и ПО *UnitesS Manager* предназначены для ведения электронного документооборота лаборатории, хранения и анализа результатов деятельности лаборатории, сбора данных по поверке и калибровке СИ с рабочего места специалиста. ПО *UnitesS Manager* обеспечивает доступ специалистов к базе данных, позволяет регистрировать новые задания, следить за ходом работ и проводить настройку системы.

*UnitesS APM* позволяет реализовать любые методики измерений и может работать с любыми приборами по интерфейсам *USB, RS232, GPIB/KOП, Ethernet*. Данное АРМ состоит из отладчика сценария и исполнительного модуля. Во время своей работы АРМ выполняет заранее запрограммированный сценарий, реализующий методику поверки или калибровки и позволяющий производить управление приборами, анализ результатов измерений, расчёт погрешности измерений, отправку данных в протокол в автоматическом режиме [2]. Стоит отметить, что процедуры поверки и калибровки СИ могут выполняться в диалоговом (полуавтоматизированном) или полностью автоматизированном форматах.

Алгоритмы работы с *UnitesS APM* разрабатываются с использованием специализированного языка программирования *UnitesScriptLanguage*, разработанного для автоматизации метрологии.

При первом запуске программы *UnitesS* пользователю доступно окно авторизации, в котором необходимо выбрать специалиста и ввести пароль. Затем следует выбор задания на поверку или калибровку. После того, как был произведён выбор задания, на экране появляется список параметров. Специалист может самостоятельно скорректировать объём выполняемых операций. После выбора параметров программа предложит пользователю заполнить данные для отчёта, например, данные относительно климатических условий (влажность, давление, температура). Введённые данные напрямую будут перенесены в протокол. Далее *UnitesS APM* самостоятельно управляет

эталоны и приборами, затем считывает показания, рассчитывает неопределенность, сравнивает полученные значения с пороговыми и составляет отчет. При выполнении операций возможно возникновение результата, не удовлетворяющего нормам, установленным методикой. В таком случае *UnitesS APM* предложит либо подтвердить значение, либо повторить измерение заново. После того, как алгоритм поверки или калибровки был полностью выполнен, на экране появится итоговое заключение, после чего можно создавать протокол. Затем результаты измерений передаются в базу данных.

Обобщенный алгоритм работы с *UnitesS APM* представлен на рис. 1.

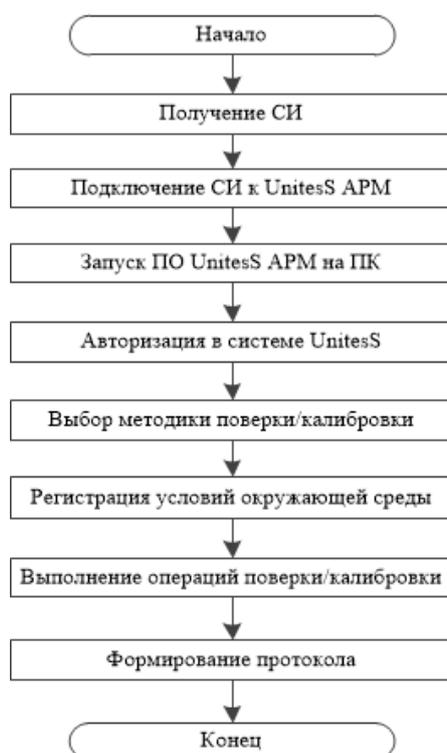


Рис. 1. Обобщенный алгоритм работы с *UnitesS APM*

Внедрение АРМ оказывает большое влияние на эффективность работы специалистов метрологических лабораторий.

Достоинства внедрения *UnitesS APM* заключаются в следующем:

1. Сокращение времени на выполнение операций, предусмотренных методикой поверки или калибровки. Внедрение автоматизации процессов значительно снижает долю ручного труда, устраняет необходимость ведения первичных записей в журналах, формирования протоколов. Все это заменяется автоматическими алгоритмами, что позволяет значительно ускорить процесс работы.

2. Повышение точности измерений. АРМ позволяет автоматически считывать показания приборов с помощью модуля машинного зрения и анализировать полученные данные на соответствие их методике.

3. Уменьшение количества ошибок при проведении работ по поверке и калибровке СИ, вызванных человеческим фактором за счёт минимизации вмешательства специалиста.

Результаты измерений являются основой для принятия решения о качестве продукции и процессов производства. Для обеспечения точности и достоверности результатов измерения проводятся процедуры поверки и калибровки СИ, являющиеся

формой контроля технического состояния и пригодности к осуществлению СИ своих функций. Современный уровень техники и высокие требования потребителей к качеству продукции приводят к необходимости изменения традиционных подходов к проведению процедур поверки и калибровки СИ. Автоматизация процессов с применением АРМ является одним из путей повышения качества метрологических услуг.

### **Список литературы**

1. Секацкий В. С. Методы и средства измерений и контроля : учебное пособие / В. С. Секацкий, Ю. А. Пикалов, Н. В. Мерзликина. Сиб. федер. ун-т, Политехн. ин-т. Красноярск : СФУ, 2017. – 313 с.
2. UNITESS: автоматизация измерений [Электронный ресурс]. URL: <https://unitess.ru/> [дата обращения 28.03.2024].

# ПРОГРАММНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ШИРОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ ИМПУЛЬСАМИ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ В ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А. А. Чумаченко<sup>1</sup>, А. А. Бисов<sup>2</sup>, С. А. Бронов<sup>3</sup>, М. А. Вайман<sup>4</sup>, Д. Д. Кривова<sup>5</sup>

<sup>1,2</sup>Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»,  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

E-mail: <sup>1</sup>maijorishe@mail.ru, <sup>2</sup>glutamine@mail.ru,

<sup>3,4</sup>Красноярский Государственный аграрный университет, 660049, г. Красноярск, пр. Мира, 90

E-mail: <sup>3</sup>sa\_bronov@mail.ru, <sup>4</sup>maxsonix@yandex.com,

<sup>5</sup>Институт космических и информационных технологий СФУ, 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26, к. 1

E-mail: nulsapr@mail.ru

Предложен алгоритм программного формирования широтно-модулированных по синусоидальному закону импульсов питающего напряжения для двигателей переменного тока в составе исполнительных электроприводов радиолокационных систем. Работа алгоритма продемонстрирована в среде программирования *MathCAD*14. Показана гибкость алгоритма и возможность регулирования частоты, амплитуды, числа тактовых импульсов на период синусоидального напряжения, текущего фазового сдвига. Программное регулирование обеспечивает реализацию сложных законов управления разнообразными электродвигателями переменного тока с высокой точностью.

Программная реализация широтно-импульсной модуляции для электроприводов исполнительных устройств радиолокационных систем позволяет обеспечить уникальные режимы работы. Алгоритм реализации программного управления представлен в виде программы на *MathCAD* на рис. 1.

Программное управление формированием широтно-модулированных импульсов напряжения основано на следующих принципах.

Широтно-импульсная модуляция обеспечивается сравнением синусоидального и треугольного тактового сигналов [1–3].

Пусть известно число треугольных тактовых импульсов на период синусоидального питающего напряжения  $N_{\text{takt}}$ . В результате можно рассчитать период одного импульса  $T_{\text{takt}} = 2\pi/N_{\text{takt}}$ . В пределах этого периода должны быть сформированы положительная и отрицательная части широтно-модулированных импульсов.

Модель программного формирователя широтно-модулированных импульсов предварительно реализована в *MathCAD* (рис. 1).

Рассматриваемый формирователь в данном случае моделируется в программе *MathCAD* вместе с активно-индуктивной нагрузкой – имитатором обмотки двигателя переменного тока. Цель моделирования – протестировать возможность регулирования амплитуды, частоты и фазового сдвига питающих напряжений и оценить соответствующие изменения тока при дискретном регулировании параметров широтно-модулированных импульсов.

Модель содержит ряд фрагментов, описание которых приводится ниже.

**Фрагмент 1.** Выделение используемых в модели переменных состояния из общего массива переменных состояния для повышения наглядности дальнейшего использования их в алгоритме.

**Фрагмент 2.** Задание очередного такта для формирования широтно-модулированного импульса, соответствующего этому такту. Задание очередного тактового импульса возможно с помощью последовательного определения следующего по порядку номера такта или путём принудительного ввода смещения такта в сторону увеличения (с перескакиванием вперёд через очередные номера) или в сторону

уменьшения (с проскакиванием нескольких номеров назад и возвратом к соответствующему предыдущему номеру).

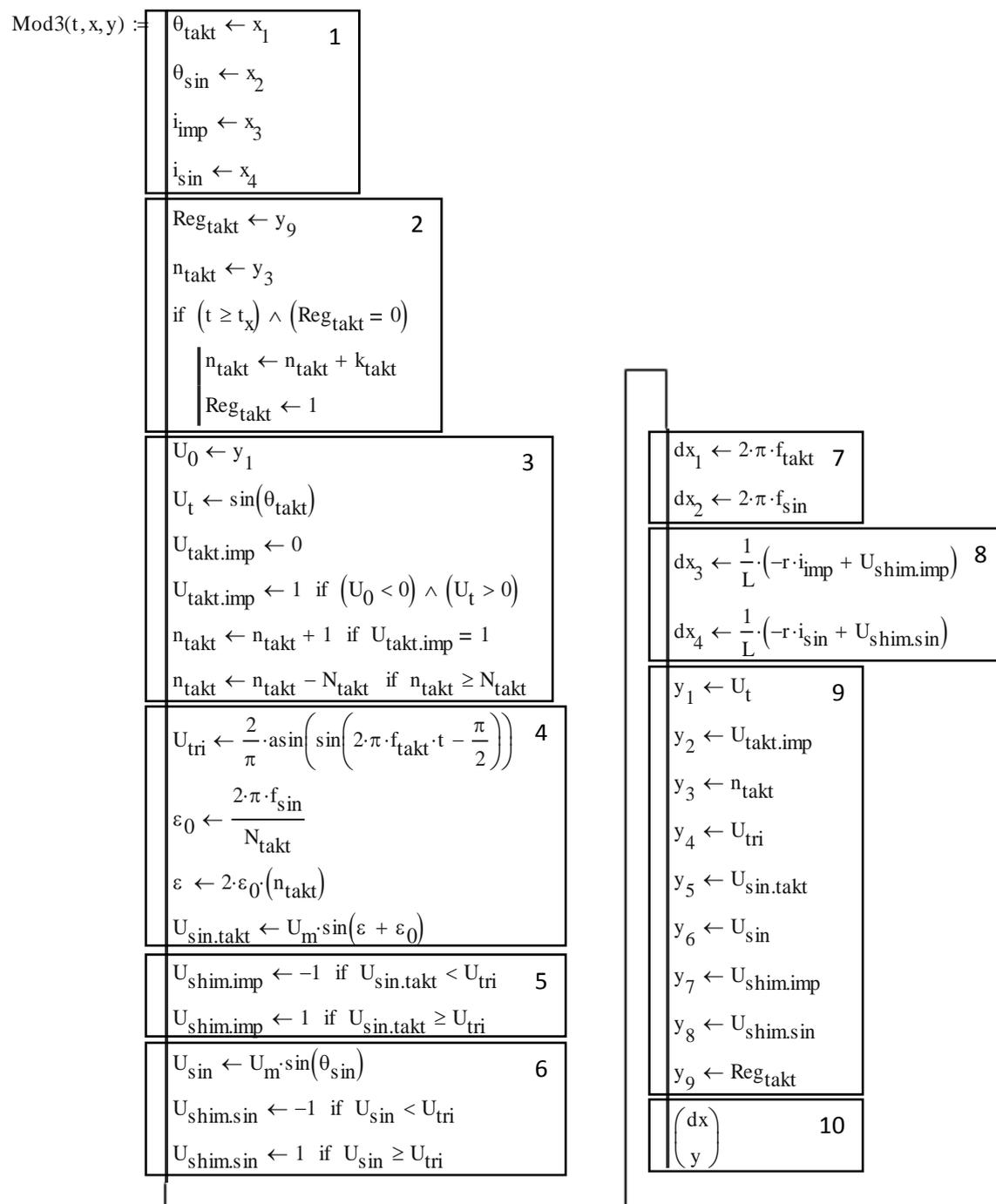


Рис. 1. Модель программного формирователя широтно-модулированных импульсов питающего напряжения в *MathCAD*

Далее определяется необходимость принудительного задания нового номера такта по совпадению двух условий: если текущее время достигло заданного момента времени изменения номера  $t_x$  и если параметр  $\text{Reg}_{\text{takt}} = 0$ . Последний параметр показывает, что

заданное изменение номера ещё не происходило и оно может быть реализовано. После реализации изменения будет изменено  $\text{Reg}_{\text{takt}} = 1$ .

В модель передаётся число прибавляемых или вычитаемых тактов  $k_{\text{takt}}$ . Оно поступает с выхода блока задания этих номеров (т. е. регулятора), который в данном случае не представлен отдельной моделью.

Затем проверяется условие для определения нового номера такта: если наступил момент переключения номера такта (заданный в модели параметром  $t_x$ ), то к предыдущему номеру такта прибавляется величина смещения номера  $k_{\text{takt}}$  (положительная или отрицательная), а также устанавливается значение параметра  $\text{Reg}_{\text{takt}} = 1$ . Это покажет системе управления, что заданное изменение номера такта произошло и на следующем шаге расчёта принудительно изменять номер такта уже не надо.

**Фрагмент 3.** Далее вычисляется очередной номер такта. Для этого определяется, пришёл ли очередной узкий импульс от тактового генератора. Этот импульс формируется при переходе синусоидального тактового сигнала через нуль. Для этого сравнивается предыдущее значение этого синусоидального сигнала со значением в данный момент времени. Предыдущее значение извлекается из общего массива выходных переменных  $U_0 = y_1$ , куда оно было записано на предыдущем шаге расчёта. Текущее значение определяется вычислением синусоиды для текущего фазового сдвига  $\theta_{\text{takt}}$ :  $U_t = \sin(\theta_{\text{takt}})$ . Затем проверяется условие перехода через нуль, и при его выполнении формируется узкий импульс – это значит, что наступил новый такт.

При этом содержимое счётчика импульсов увеличивается на 1, что соответствует новому номеру такта.

Далее выполняется проверка числа подсчитанных импульсов (т. е. тактов). Это число должно быть в пределах от 0 до числа тактовых импульсов на период синусоидального сигнала  $N_{\text{takt}}$ . Если число подсчитанных тактовых импульсов превышает  $N_{\text{takt}}$ , то оно обнуляется, и подсчёт будет проводиться сначала.

**Фрагмент 4.** Формирование треугольного тактового импульса осуществляется из синусоидального тактового сигнала по формуле:

$$U_{\text{tri}} = \frac{2}{\pi} \arcsin \left[ \sin \left( 2\pi f_{\text{takt}} t - \frac{\pi}{2} \right) \right],$$

где  $f_{\text{takt}}$  – частота тактовых импульсов, сдвиг на  $\pi/2$  делается, чтобы вычисленное значение синусоиды (преобразуемое в треугольный сигнал) соответствовало середине периода тактового импульса.

Далее определяется фазовый сдвиг синусоидального напряжения питания с учётом номера такта. Для этого определяется длительность одного тактового импульса как  $\varepsilon_0 = 2\pi f_{\text{sin}} / N_{\text{takt}}$ , где  $f_{\text{sin}}$  – частота синусоидального напряжения питания.

Тогда фазовый сдвиг определяется числом тактов с этой длительностью  $\varepsilon = 2\varepsilon_0 n_{\text{takt}}$ , и значение синусоиды, соответствующее этому фазовому сдвигу будет  $U_{\text{sin.takt}} = \sin(2\varepsilon_0 n_{\text{takt}})$ , с которым должно сравниваться значение треугольного тактового сигнала для формирования широтно-модулированных импульсов. Этот сигнал

представляет собой дискретную синусоидальную функцию, у которой значения меняются скачком в соответствии с номером такта.

**Фрагмент 5.** Формируется широтно-модулированный импульс при сравнении треугольного тактового импульса  $U_{tri}$  и вычисленного значения синусоиды  $U_{sin, takt}$ .

**Фрагмент 6.** Одной из задач данного исследования является сравнение полученного результата с результатом, соответствующим обычному аналоговому принципу формирования широтно-моделированных сигналов. Для этого вычисляется соответствующее значение  $U_{sin}$ .

**Фрагмент 7.** Далее записываются дифференциальные уравнения для вычисления текущих фазовых сдвигов тактовых импульсов и синусоиды питающего напряжения:

$$\frac{d\theta_{takt}}{dt} = 2\pi f_{takt}; \quad \frac{d\theta_{sin}}{dt} = 2\pi f_{sin}.$$

**Фрагмент 8.** В этом фрагменте записаны два дифференциальных уравнения, описывающих процессы в активно-индуктивной нагрузке, имитирующей обмотку двигателя:

$$\frac{di_{imp}}{dt} = \frac{1}{L}(-ri_{imp} + U_{shim, imp}); \quad \frac{di_{sin}}{dt} = \frac{1}{L}(-ri_{sin} + U_{shim, sin}),$$

где  $r$  – активное сопротивление обмотки;  $L$  – индуктивность обмотки;  $i_{imp}$  – ток в обмотке при питании её широтно-модулированным напряжением в соответствии с предложенным дискретным принципом формирования;  $i_{sin}$  – ток в обмотке при питании её широтно-модулированным напряжением в соответствии с существующим аналоговым принципом формирования.

**Фрагмент 9.** Формируется массив выходных переменных.

**Фрагмент 10.** Из рассмотренной функции выводятся массив производных переменных состояния (для численного интегрирования) массив выходных переменных.

Результат работы данной модели приведён на графиках (рис. 2–4).

На рис. 2 показано формирование широтно-модулированных импульсов напряжения питания и ток в активно-индуктивной нагрузке, имитирующей обмотку двигателя переменного тока при номинальном напряжении питания.

На рис. 3 показано формирование широтно-модулированных импульсов напряжения питания и ток при пониженном напряжении питания. Видно, что при этом возрастают пульсации тока. Они могут быть уменьшены при увеличении числа тактовых импульсов. Это легко реализуется программно.

На рис. 4 отражено дискретное регулирование текущего фазового сдвига питающего напряжения путём изменения порядка следования тактовых импульсов. Тонкая кривая соответствует току, который должен был бы быть без изменения фазового сдвига, а более жирная кривая соответствует току после изменения фазового сдвига. Такое регулирование фазы в некоторых случаях обеспечивает принципиально новые возможности управления двигателями переменного тока, повышение точности регулирования скорости и угла поворота исполнительных электроприводов.

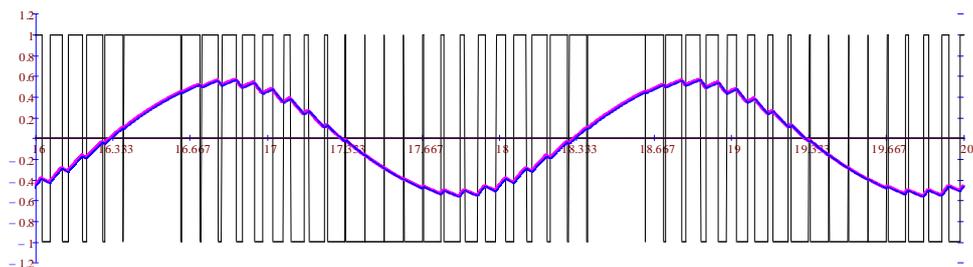


Рис. 2. Широтно-модулированные импульсы питающего напряжения и ток в активно-индуктивной нагрузке при номинальном напряжении питания

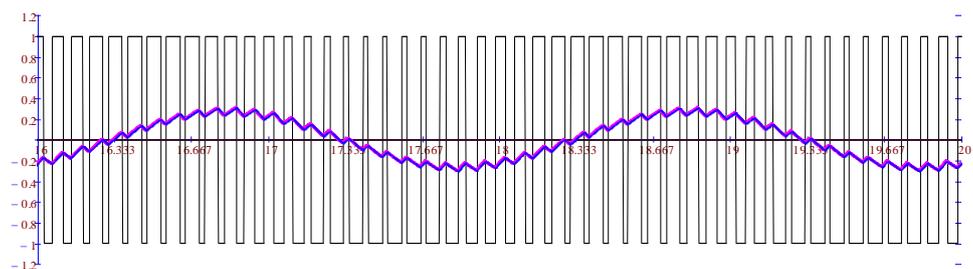


Рис. 3. Широтно-модулированные импульсы питающего напряжения и ток в активно-индуктивной нагрузке при уменьшенном напряжении питания

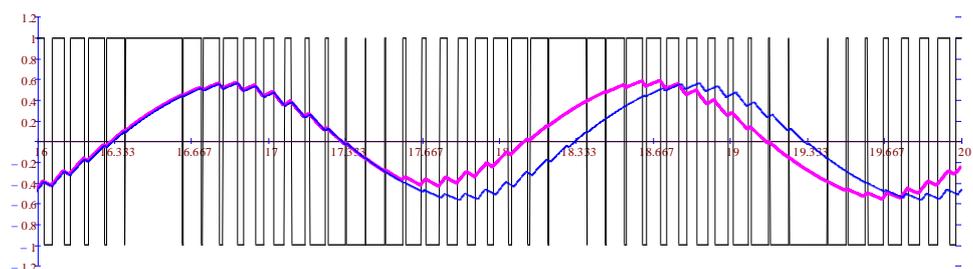


Рис. 4. Широтно-модулированные импульсы питающего напряжения и ток в активно-индуктивной нагрузке при фазовом сдвиге на 2 такта

Предложенный алгоритм может быть реализован на любом языке программирования при создании микропроцессорных систем управления исполнительными электроприводами радиолокационных систем.

### Список литературы

1. Titovskii S. N., Titovskaya T. S., Titovskaya N. V. Pulse voltage stabilizer controlled by a microcontroller // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering.– 2020.– № 919 (062043). – 6 p. – DOI:10.1088/1757-899X/919/6/062043.

2. Titovskii S. N., Titovskaya N. V., Titovskaya T. S. Influence of the digital data representation error in the linear control contour of a pulse voltage stabilizer // Journal of Physics: Conference Series: APITECH-2019. – 2019, № 1399 (022051). – 5 p. – DOI:10.1088/1742-6596/1399/2/022051.

3. Непомнящий О. В., Краснобаев Ю. В., Титовский С. Н., Хабаров В. А. Микроэлектронные устройства управления силовыми энергопреобразующими модулями систем электропитания перспективных космических аппаратов // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. – 2012. – № 2 (5). – С. 162–168.

## РАЗРАБОТКА ПРОЦЕДУР ЭКСТРАКЦИИ ПАРАМЕТРОВ КОМПАКТНЫХ МОДЕЛЕЙ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

А. А. Шевелева, П. С. Маринушкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: anshev7101@gmail.com

В статье обсуждается эффективность использования систем автоматизированного проектирования, в частности программ схемотехнического моделирования, в зависимости от качества используемых *PSPICE* моделей и их наличия. Представлены основные *PSPICE* параметры модели Гуммеля-Пуна для биполярного транзистора. Обозначена сложность проведения экстракции параметров. Приведены разные способы определения параметров на основе измерений.

В процессе разработки радиоэлектронных средств использование систем автоматизированного проектирования (САПР) является эффективным инструментом анализа электрической схемы. Однако, в условиях ограниченной доступности схемотехнических моделей моделирование схем, в которых присутствуют только идеальные устройства, нецелесообразно или нерезультативно. Возникает вопрос, не превышают ли трудности использования САПР её преимущества как дешёвой и быстрой альтернативы традиционному макетированию? Эффективность моделирования зависит от наличия моделей, близких к реальным устройствам. Такие модели создаются на основе параметров и характеристик, приведенных в документации производителя, а также параметров, рассчитываемых из характеристик, измеренных экспериментально.

Процедура создания моделей включает получение точных характеристик из технических паспортов производителя или лабораторных измерений и объединение параметров в модели файлов *SPICE* (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*, симулятор электронных схем), которые будут генерировать такие же характеристики. Затем нужно регулировать или настраивать параметры до тех пор, пока характеристики, сгенерированные *SPICE*, не станут максимально близкими к характеристикам из технических паспортов или измеренных экспериментально.

С другой стороны, в технических паспортах производителя зачастую приводятся неточные значения параметров, которые лишь устанавливают границы изменения параметров и могут быть использованы для анализа наилучшего и наихудшего случая. Фактические же измерения прибора дадут точные данные для расчёта параметров, но ничего не скажут о границах распределения параметров прибора, если только не будет проведено тестирование множества приборов.

После того, как модель сведена к набору *SPICE*-параметров, её необходимо проверить и протестировать. Обычно это занимает несколько итераций подгонки параметров. Экстракция параметров включает в себя оптимизационный поиск и подбор значений параметров, уменьшающих разницу между характеристиками созданной модели и реального прибора.

Модели компонентов, применяемые в системах схемотехнического проектирования, обычно называют компактными моделями. Основное требование к компактным моделям – простота вычислений.

Существуют разные модели биполярных транзисторов: Эберса-Молла, Гуммеля-Пуна, *Mextram* (*Most Exquisite TRAnsistor Model*), *HICUM* (*High Current bipolar compact transistor Model*), *VBIC* (*Vertical Bipolar Inter-Company model*) и др. Для схемотехнического моделирования в качестве *SPICE*-модели биполярного транзистора обычно применяют модель Гуммеля-Пуна (*Gummel H. K., Poon H. C.*) [1].

Не все параметры должны быть обязательно определены в модели. Те или иные параметры применимы в зависимости от режима использования устройства. Например, если транзистор используется только в режиме постоянного тока ( $DC$ ), то параметры для переменного тока ( $AC$ ) излишни и только необоснованно увеличивают время моделирования. Для лучшего моделирования схемы необходимо использовать простейшую модель с оптимальным количеством параметров. В табл. 1 приведены наиболее значимые параметры биполярного транзистора для модели Гуммеля-Пуна, а также описание, в каких случаях значение параметра принимается по умолчанию.

Таблица 1

Применимость параметров БТ

Параметр	Значение по умолчанию в случае
$IS, NF, BF$	Недостаточно данных для определения $NF$
$ISE, NE$	Транзистор не имеет «неидеальную» область. Транзистор не работает в «неидеальной» области
$RE$	Недостаточно данных для определения $RE$ или $RE$ объединен с $RB$
$RB$	Транзистор не работает при достаточно высоком токе базы, чтобы влияние $RB$ было значительным
$IKF$	Транзистор не проявляет эффекта высокой инжекции, т.е. коэффициент $B$ не уменьшается при высоком значении $I_C$ . Транзистор не работает в области высокой инжекции.
$VAF$	Транзистор работает при низком значении $U_{CE}$ , эффекты Эрли не существенны
$RC$	Транзистор не работает при достаточно большом коллекторном токе $I_C$ , чтобы $RC$ имел эффект
$BR, NR$	Недостаточно данных для определения характеристик инверсного режима. Характеристики инверсного режима не используются в данном конкретном приложении
$ISC, NC$	Недостаточно данных для определения обратной характеристики. Транзистор не имеет обратной «неидеальной» характеристики.
$IKR$	Недостаточно данных о характеристиках инверсного режима. Транзистор не имеет обратной характеристики высокой инжекции
$VAR$	Недостаточно данных о характеристиках инверсного режима. Транзистор работает при низком значении $U_{EC}$ , при котором эффект Эрли в инверсном режиме незначителен
$CJE, MJE, VJE$ $CJC, MJC, VJC$	Транзистор используется только в цепях постоянного тока. При использовании в коммутационных приложениях время задержки не критично
$TF, TR$	Транзистор используется только в цепях постоянного тока

Одним из способов проведения процедуры экстракции является использование специальных программно-аппаратных комплексов, которые позволяют проводить как натурные измерения реальных приборов, так и осуществлять экстракцию параметров  $SPICE$ -моделей на основании результатов измерений. Примером такого комплекса является  $IC-CAP$  (*Integrated Circuit Characterization and Analysis Program, Keysight Technologies*). Универсальный программно-аппаратный комплекс позволяет производить измерения на пластине по постоянному току, в ВЧ и СВЧ диапазонах и, в конечном итоге, получить полную модель электронного устройства.

$IC-CAP$  является программным ядром комплекса, управляет измерительными приборами и зондовой станцией (в случае использования автоматизированной системы) и производит экстракцию параметров по результатам измерений, формируя затем библиотеку компонентов.

Однако, данный комплекс является дорогостоящим коммерческим продуктом, что ограничивает его широкое использование. Также существует проблема отсутствия

библиотек *PSPICE* моделей для отечественной элементной базы. Не все отечественные производители электрорадиоэлементов предоставляют компактные модели, либо данные модели не поступают в общий доступ. Поэтому в настоящей работе была поставлена задача создать свой комплекс для автоматизации процессов экстракции. Для этого в пакете *Matlab* разработано приложение [2] для автоматизированного расчёта параметров на основе вольт-амперных или вольт-фарадных характеристик. Алгоритм работы приложения графически отображен на рис. 1.

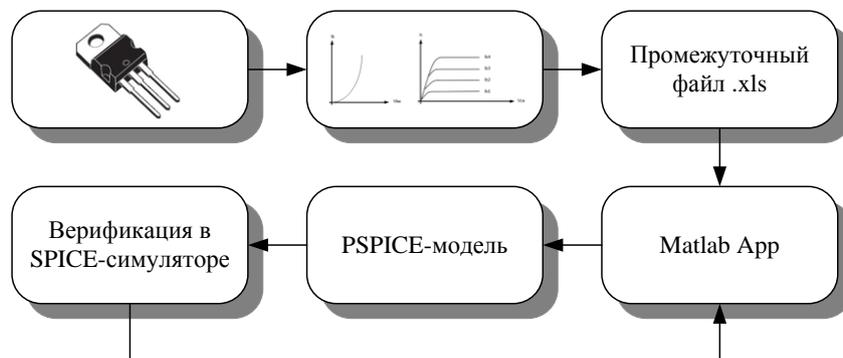


Рис. 1. Блок-схема процедуры экстракции в *Matlab*

Как было отмечено ранее, полученные параметры необходимо настраивать под оптимальное значение. Изначально определение параметров также не является однозначным. Изучая разную литературу, научно-исследовательские работы и статьи по теме экстракции параметров, можно увидеть, что на один параметр приводится несколько способов его определения. Существуют различные подходы к экстракции параметров модели [3]. Классические методы извлечения параметров модели включают в себя логарифмические преобразования для приведения измеренных данных к линейному виду. При таком подходе извлечение параметров осуществляется по два за одну процедуру экстракции: в виде наклона прямой и пересечения данной прямой соответствующей оси.

Использование только одного подхода приводит к снижению точности определяемых параметров. Так при извлечении параметров *IS* и *NF* эффектом Эрли пренебрегают. Параметры напряжения Эрли в нормальном (*VAF*) и инверсном (*VAR*) режиме извлекаются в несвязанном виде (т. е. *VAR* пренебрегают при извлечении *VAF* и наоборот).

Для определения параметров необходим системный подход, который предоставит возможность более точной экстракции, а также более простой оптимизации путем подгонки параметров на основе нескольких измерений. Рассмотрим различные способы экстракции параметров на примере определения *NF* и *IS*. Во всех способах используется схема измерения, приведенная на рис. 2, и данные для построения одной кривой, применять которые для экстракции параметра можно несколькими способами.

Согласно [4], следуя методам подгонки кривых, можно применить преобразование к измеренным данным, чтобы получить линейную зависимость между измеренными значениями  $I_C$  и значениями  $U_{BE}$ .

Ток коллектора описывается следующим выражением:

$$I_C = IS \exp(U_{BE} / (NF \cdot U_t)). \quad (1)$$

Логарифмирование уравнения (1) приводит к следующему виду:

$$\log(I_C) = \log(IS) + \frac{U_{BE}}{NF \cdot U_t} \log(e) \text{ или } \log(I_C) = \log(IS) + U_{BE}/(2,3026 \cdot NF \cdot U_t).$$

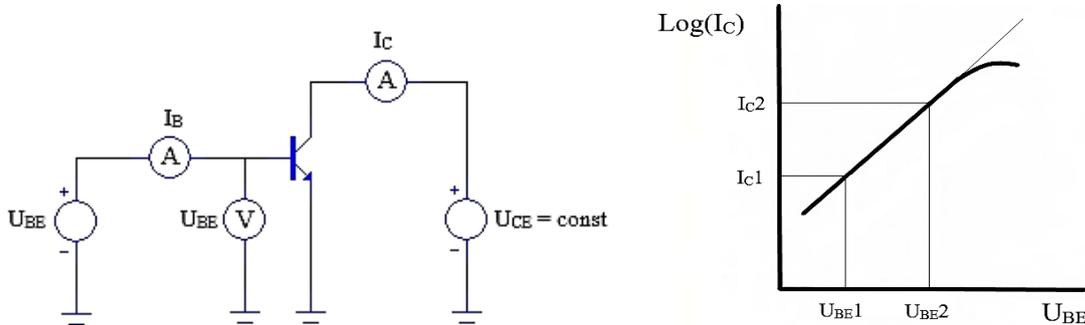


Рис. 2. Схема измерения DC характеристик и график зависимостей  $I_C = f(U_{BE})$  и  $I_B = f(U_{BE})$

Данное уравнение можно рассмотреть в линейной форме  $y = b + mx$ , где  $y = \log(I_C)$ ,  $b = \log(IS)$ ,  $m = 1/(2,3026 \cdot NF \cdot U_t)$ ,  $x = U_{BE}$ .

Применяя эти формулы, мы получаем  $y$ -пересечение  $b$  и наклон  $m$  прямой линии. Тогда параметры  $IS$  и  $NF$  определяются как  $IS = 10^b$ ,  $NF = 1/(2,3026 \cdot m \cdot U_t)$ .

В другом источнике [5] на линейном участке кривой выбираются две точки, значения которых подставляются в следующие формулы:

$$NF = (U_{BE2} - U_{BE1}) / \left( U_t \cdot \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \right), \quad IS = I_{C1} / \left( \exp \left( \frac{U_{BE1}}{NF \cdot U_t} \right) \right). \quad (2)$$

Те же формулы (2) используются в [6]. Отличие составляет формула для нахождения  $IS$ , которая приведена ниже

$$IS = I_{C1} / \left( \exp \left( \frac{U_{BE1}}{NF \cdot U_t} \right) - 1 \right).$$

Преобразование измеренных данных таким образом, чтобы параметр модели можно было отобразить непосредственно в сравнении со стимулирующим напряжением или током – ещё один разумный способ определения параметров модели [4]. В случае с  $NF$  это означает, что нужно начать с (1), логарифмировать по основанию  $e$ , чтобы получить:

$$\ln(I_C) = \ln(IS) + U_{BE}/(NF \cdot U_t).$$

Параметр  $NF$  пропорционален наклону, поэтому мы должны продифференцировать  $\ln(I_C)$  относительно  $U_{BE}$  и получить:

$$\frac{\partial \ln(I_C)}{\partial U_{BE}} = \frac{1}{NF \cdot U_t}.$$

Решение для  $NF$  даёт

$$NF = 1 / \left( \frac{\partial \ln(I_C)}{\partial U_{BE}} \cdot U_t \right).$$

Таким образом, если мы отобразим рассчитанный  $NF$  для каждой точки измерения в зависимости от  $U_{BE}$ , мы получим график, изображённый на рис. 3.

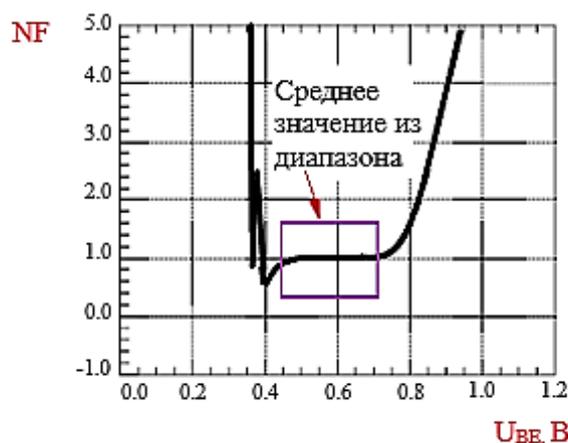


Рис. 3. Прямое визуальное извлечение параметра  $NF$

Это позволяет нам проверить, способна ли модель вообще соответствовать измеренным данным (если есть постоянно ровный диапазон), а затем легко извлечь параметр как среднее значение этого ровного диапазона.

В разработанном приложении используются несколько подходов для сравнительного анализа и выбора оптимального способа расчёта параметров.

### Список литературы

1. Дворников О., Шульгевич Ю. Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов. Часть 1. Расчёт Spice-параметров биполярных транзисторов с использованием конструктивно-технологических и электрофизических параметров // Современная электроника. – № 5.– 2009. – С. 48–53.
2. Шевелева А. А., Маринушкин П. С. Экстракция параметров компактных моделей биполярных транзисторов. Решетнёвские чтения [Электронный ресурс]: материалы XXVII Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решётнева (08–10 нояб. 2023, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинов. Режим доступа: <https://reshetnev.sibsau.ru/page/materialy-konferentsii>.
3. Ingvarson F., Jeppson K. O. Parameter extraction for bipolar transistors. *Microelectronic Engineering* 40 (1998). pp. 187–194.
4. Sischka F. Eine Methode zur Bestimmung der SPICE-Parameter für bipolar Transistoren // *AEU*. – 1985. – В. 39. – №. 4. – p. 225–232.
5. Baumann P.: *Parameterextraktion bei Halbleiterbauelementen*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2019.
6. Charles E. Hymowitz, Kenneth Horita, Jeff T. Robson, Kirk T. Ober, *Definitive Handbook of Transistor Modeling*, 1986.

## СЕКЦИЯ

### «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

---

#### ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЯ РЕФРАКЦИИ УЛЬТРАКОРОТКИХ РАДИОВОЛН В ПРИЗЕМНОМ ДЕСЯТИМЕТРОВОМ СЛОЕ АТМОСФЕРЫ В РАЙОНЕ ВИТИМСКОГО ПЛОСКОГОРЬЯ

А. С. Базарова<sup>1</sup>, А. В. Базаров<sup>1</sup>, С. А. Кураков<sup>2</sup>, Е. Б. Атутов<sup>1</sup>, Ю. Б. Башкуев<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Институт физического материаловедения СО РАН,  
670047, г. Улан-Удэ, ул. Сахьяновой, 6

<sup>2</sup>Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН,  
634055, г. Томск, пр. Академический, 10  
E-mail: <sup>1</sup>arunabas@mail.ru

Рефракция ультракоротких радиоволн обусловлена метеорологической неоднородностью атмосферы. Измерения метеопараметров проводились с использованием атмосферно-почвенного измерительного комплекса, установленного вблизи Больших озер Витимского плоскогорья Республики Бурятия. Выявлено, что в летний период с наступлением тепла вблизи озера в дневное время градиент рефракции принимает значения менее  $-0,157 \text{ м}^{-1}$ , что свидетельствует о появлении явления сверхрефракции.

Ультракороткие радиоволны (УКВ), распространяющиеся в нижних слоях атмосферы, в основном находятся под влиянием температуры, влажности и атмосферного давления. Вследствие неоднородности атмосферы возникает искривление траектории радиолуча, т. е. рефракция, которая определяется показателем преломления  $n$  [1]. Поскольку  $n$  воздуха всего на три десятитысячных доли превышает единицу, используют показатель  $N = (n - 1) \cdot 10^6$ , называемый просто «рефракцией» [2]. Рефракцию можно вычислить по формуле [2; 3]:

$$N = \frac{77,6}{T} \left( P + \frac{4810}{T} \cdot e \right), \quad (1)$$

где  $P$  – атмосферное давление, гПа;  $e$  – упругость водяного пара, гПа;  $T$  – абсолютная температура, К. Рефракцию можно представить как сумму двух компонент, одна из которых характеризует влияние сухого воздуха, а вторая учитывает давление водяных паров:

$$N = N(t) + N(e), \quad (2)$$

где  $N(t)$  – составляющая рефракции радиоволн, учитывающая сухой воздух –  $N(t) = 77,6 \frac{P_d}{T}$ , а  $N(e)$  – составляющая рефракции, учитывающая влажный воздух, равна

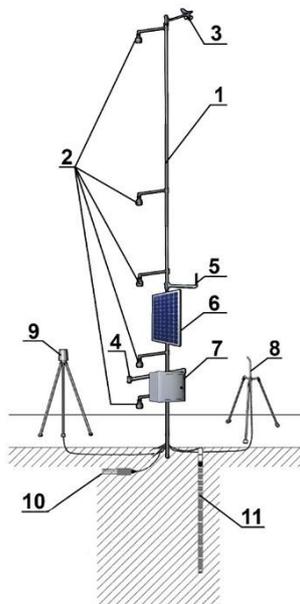
$$N(e) = 72 \frac{e}{T} + 3,75 \cdot 10^5 \cdot \frac{e}{T^2}.$$

Вертикальный градиент рефракции  $g_N$  определяется разностью значений рефракции  $N_2$  и  $N_1$  между высотами  $h_2$  и  $h_1$  [4]:

$$gN = \frac{\Delta N}{\Delta h} = \frac{N_2 - N_1}{h_2 - h_1}. \quad (3)$$

В работе представлено исследование поведения рефракции в прибрежной зоне озёр Витимского плоскогорья на основе метеорологических измерений атмосферно-почвенного измерительного комплекса (АПИК).

АПИК предназначен для исследования атмосферно-почвенных связей и проводит измерения основных параметров атмосферы и почвы, таких как: температура и влажность воздуха, атмосферное давление, скорость и направление ветра, количество жидких осадков, уровень снежного покрова и уровень солнечной радиации в наземной части; подземная часть содержит: температурный почвенный зонд и датчики влажности почвы. Измерения проводятся в стандартные метеорологические сроки [5], которые для данной местности составляют UTC+8: 02:00; 05:00; 8:00; 11:00; 14:00; 17:00; 20:00; 23:00 часов. Схема АПИК и описание его компонентов представлена на рис. 1.



- 1 – Мачта 10 м;
  - 2 – Датчик температуры [°C] и влажности [%] воздуха в радиационной защите, 1; 2; 4; 6; 10 м;
  - 3 – Датчик скорости и направления ветра;
  - 4 – Датчик солнечной радиации (пиранометр);
  - 5 – Антенна сотовой связи;
  - 6 – Солнечная батарея;
  - 7 – Кейс с электроникой и датчиком атмосферного давления [гПа];
  - 8 – Датчик высоты снежного покрова;
  - 9 – Датчик количества жидких осадков, 2 м;
- ▨ – Подземная часть:
- 10 – Датчики влажности грунта, 0, 10 м;
  - 11 – Зонд профиля температуры грунта, 0; 0,025; 0,05; 0,075; 0,10; 0,125; 0,15; 0,175; 0,20; 0,25; 0,30; 0,35; 0,40; 0,45; 0,50 м.

Рис. 1. Схема АПИК и описание его компонентов

АПИК установлен на Лесостепном мерзлотно-экологическом стационаре «Еравнинский». Вблизи стационара находятся группа Еравнинских озёр (рис. 2).

Технические характеристики датчиков АПИК приведены в табл. 1.

На основе измеренных АПИК метеопараметров и формул (1–3) рассчитаны значения градиентов рефракции на высотах 1 и 10 м в стандартные метеорологические сроки по местному времени центральных месяцев сезонов за 3 года с 2015 по 2017 год. Погрешность при определении рефракции составляет 1,4  $N$ -единиц, при расчётах градиента –  $\Delta gN = 0,3 N$ -ед./м. Обработка данных проводится с помощью специально разработанного программного средства Метео  $N$  [6].

Таблица 1

## Технические характеристики датчиков АПИК

№	Датчик	Диапазон измерения	Погрешность
1	Температуры воздуха, $t$ , °С	от –60 до +60 °С	±0,1 °С
2	Влажности воздуха, $f$ , %	от 5 до 100 %	±2,5 %
3	Скорости и направления ветра	от 1 до 78 м/с от 0 до 360°	±6 % ±7 %
4	Солнечной радиации	от 0,35 до 9 мкм, <sub>2</sub> от 0 до 2000 Вт/м <sup>2</sup>	±10 %
5	Атмосферного давления, $P$ , гПа	от 500 до 1100 гПа	±4 гПа
6	Количества жидких осадков	0... 900 мм/ч	±5 %
7	Высоты снежного покрова	От 0 до 0,7 м	±0,05 м
8	Температуры грунта	–55 до +50 °С	≤ ±0,1°С
9	Влажности грунта	от 0 до 70 % при 1...+50°С	±3 % (0...40 %), ±5 % (40...70 %)

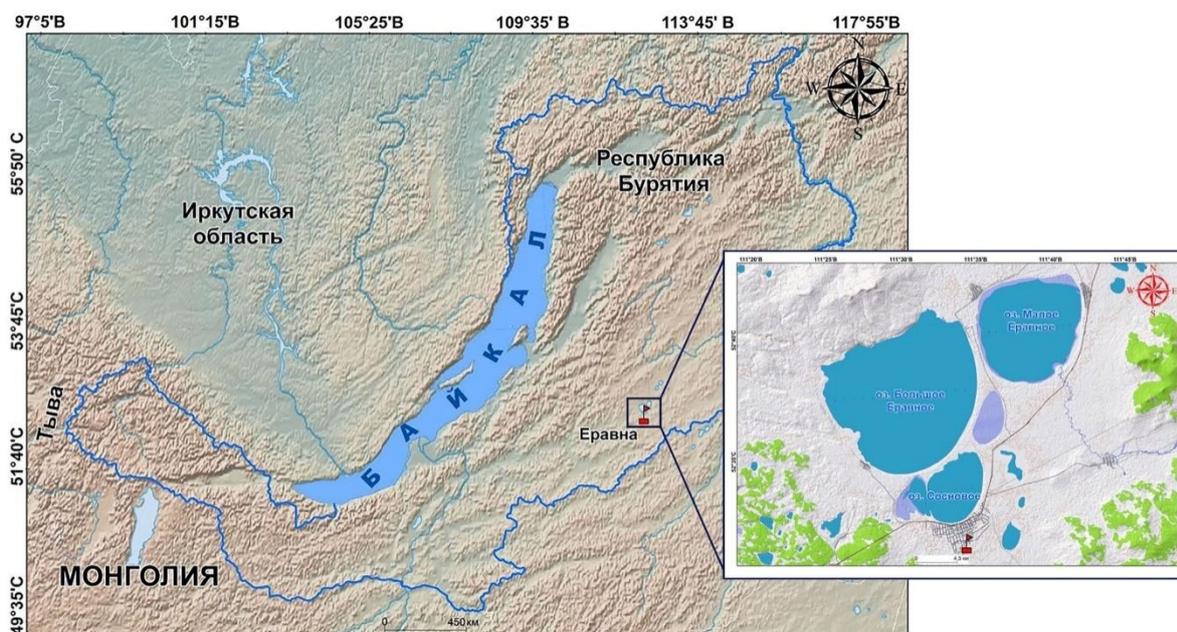


Рис. 2. Местоположение АПИК

Результаты исследования распределения данных градиента рефракции  $gN$  за январь, апрель, июль и октябрь представлены на рис. 3. Толстые линии на графиках показывают средние значения, пунктирные тонкие линии – стандартное отклонение. Коричневым пунктиром с обозначением  $-0,040 N$ -ед./м показано значение градиента индекса рефракции для нормальной атмосферы.

Видно, что меры центральных тенденций подмассивов данных «типичных суток» пятилетних января, апреля и октября в целом лежат в пределах погрешности, а значимая величина градиента рефракции в июле обусловлена, главным образом, возросшим в летнее время градиентом его влажностной составляющей. Суточный ход градиента рефракции сухой составляющей рефракции во все сезоны года практически одинаков. В ночные часы значения  $gN(t)$  меньше нуля. Это означает что  $N(t)$  на высоте

10 метров меньше чем на 1 м. Утром линии графика переходят через ноль, что означает появление инверсии, и сухая составляющая рефракции днём на высоте 10 метров превышает значения у поверхности Земли. Вечером происходит обратная инверсия.

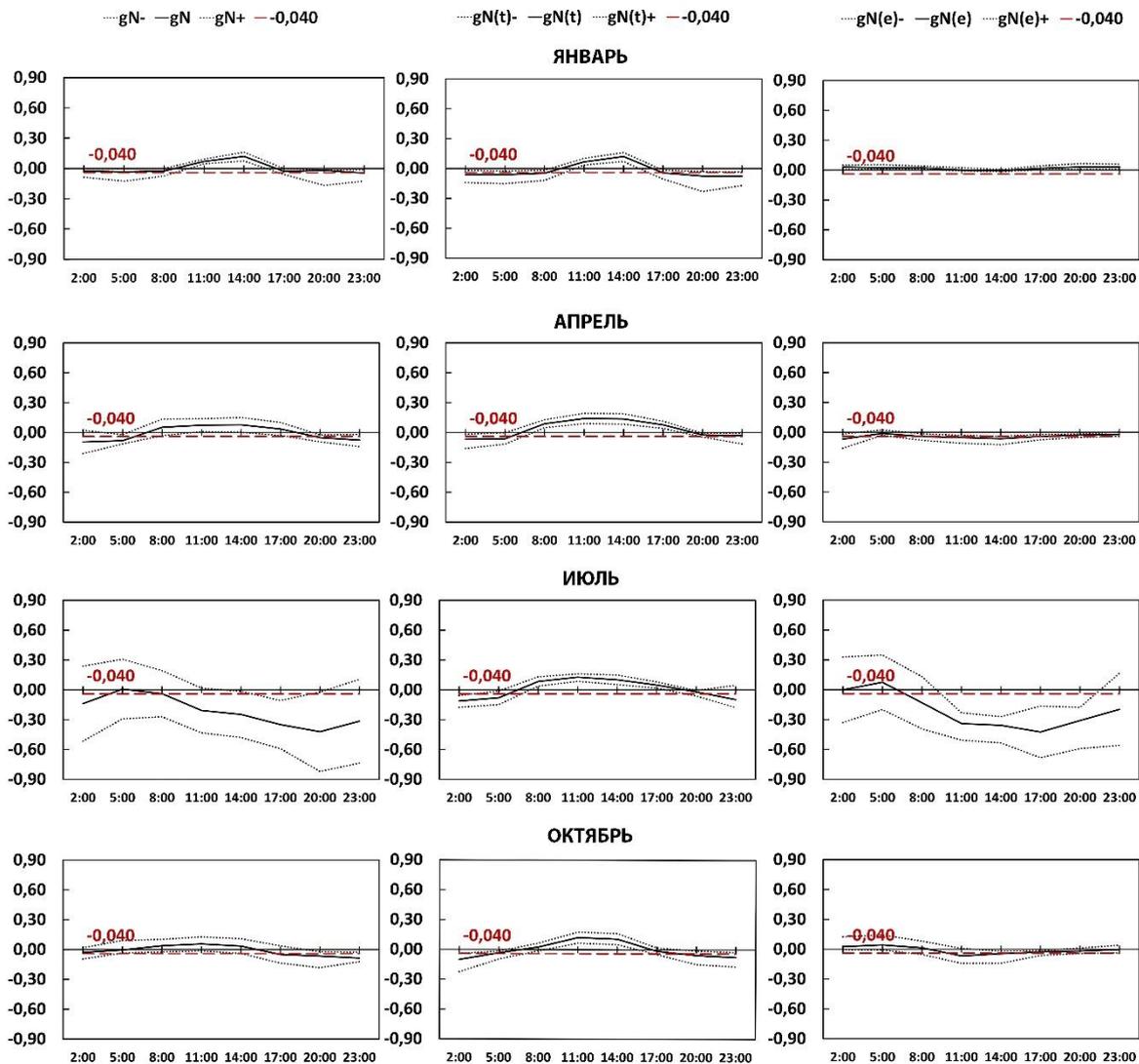


Рис. 3. Суточная динамика градиента рефракции  $gN$ , его сухой  $gN(t)$  и влажностной  $gN(e)$  составляющих на высотах 1 м и 10 м для центральных месяцев сезонов 2015–2017 гг.

Общий градиент рефракции является суммой его составляющих. В зимний и переходные периоды влажностная составляющая практически не влияет на значение рефракции, так как практически равна нулю. Летом в светлое время «типичных» суток, из-за характерного распределения влажности с близлежащих озёр, влажностная составляющая определяет значения градиента рефракции гораздо ниже критического значения  $gN = -0,157 \text{ м}^{-1}$ , что свидетельствует о возникновении условий сверхрефракции. УКВ, излучаемые антенной в пределах области сверхрефракции, способны распространяться на расстояния больше прямой видимости [1].

Работа выполнена в рамках бюджетных проектов 0270-2024-0008 «Развитие радиофизических методов исследования динамики поверхности суши, водоемов и

атмосферы Земли в СНЧ-СДВ-ДВ-СВ и СВЧ диапазонах радиоволн» и № 121031300155-8.

### Список литературы

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. Москва: Ленанд, 2021. – 336 с.
2. Recommendation ITU-R P.453-14. The radio refractive index: its formula and refractivity data. Geneva: ITU, 2022. – 26 p.
3. Бин Б. Р., Даттон Е. Д. Радиометеорология. Л.: Гидрометиздат, 1971. – 363 с.
4. Гомбоев Н. Ц. Статистическая структура вертикальных градиентов показателя преломления атмосферы в Восточной Сибири и на Дальнем Востоке России. Улан-Удэ: И. П. Бальжинимаев, 2017. – 111 с.
5. Ходжаева Г. К. Метеорологические методы и приборы наблюдений. Нижневартовск: Издательство Нижневартовского государственного университета, 2013. – 189 с.
6. Базарова А. С., Базаров А. В., Гармаев Б. З., Атутов Е. Б., Башкуев Ю. Б. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ «Метео N» №2022610841, 2022. – С. 3.

## РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ГЕНЕРАЦИИ КОДА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ЗАДАННОЙ СТРУКТУРЫ С ПРИОРИТЕТАМИ

Р. М. Гимадутдинов, К. Э. Гаипов

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: gimadutdinov01@mail.ru

Разработан алгоритм генерации кода имитационной модели на языке имитационного моделирования *GPSS Word*. Для разработки алгоритма была предварительно разработана имитационная модель сети в виде графической структурной схемы в среде имитационного моделирования *GPSS Studio*. Далее данной средой был сгенерирован код имитационной модели, проанализирован и на его основе написан скрипт на языке программирования *Python*.

Одним из важных инструментов в данной области разработки телекоммуникационных сетей связи (далее просто сети) является создание имитационных моделей, позволяющих изучать и анализировать работу сетей в различных условиях. Такие модели позволяют проводить эксперименты и испытания, которые невозможно осуществить в реальных условиях, что значительно сокращает время, сложность и стоимость разработки и внедрения новых технологий. Такой метод позволяют определять оптимальные параметры и конфигурации, а также прогнозировать поведение сетей в различных условиях. С помощью имитационного моделирования можно проводить эксперименты с различными сценариями работы сетей, оценивать их производительность и надежность, а также определять оптимальные маршруты для передачи данных. Кроме того, имитационное моделирование сетей позволяет разрабатывать новые технологии и методы управления сетями, а также оценивать их эффективность. Актуальность задачи автоматизации генерации кода имитационной модели заключается в том, что структура и параметры телекоммуникационных сетей могут меняться во времени, особенно это актуально для многоспутниковых группировок, расположенных вне геостационарной орбиты.

В данной работе используется среда имитационного моделирования *GPSS Studio* [1], в которой возможно создание моделей систем массового обслуживания различных объемов и уровней сложности. Данная среда обладает набором инструментов, с которыми может работать пользователь при разработке моделей и проведении полномасштабного имитационного исследования [1]. В указанной среде была разработана имитационная модель сети в виде графической структурной схемы (рис. 1), которая впоследствии программа самостоятельно переводит в текст модели на языке имитационного моделирования *GPSS* [4].

На основе созданной графической модели средой разработки был сгенерирован текст модели. Затем этот текст был проанализирован, и на его основе был создан алгоритм в виде блок-схемы, изображенной на рис. 2–4. Структура кода имитационной модели содержит множество однотипных блоков, имеет повторяющиеся участки, и его структура однозначно определяется структурой сети.

На основе разработанного алгоритма был написан скрипт на языке программирования *Python*, который генерирует текст модели сети на основе входных данных, связанных с моделью сети.

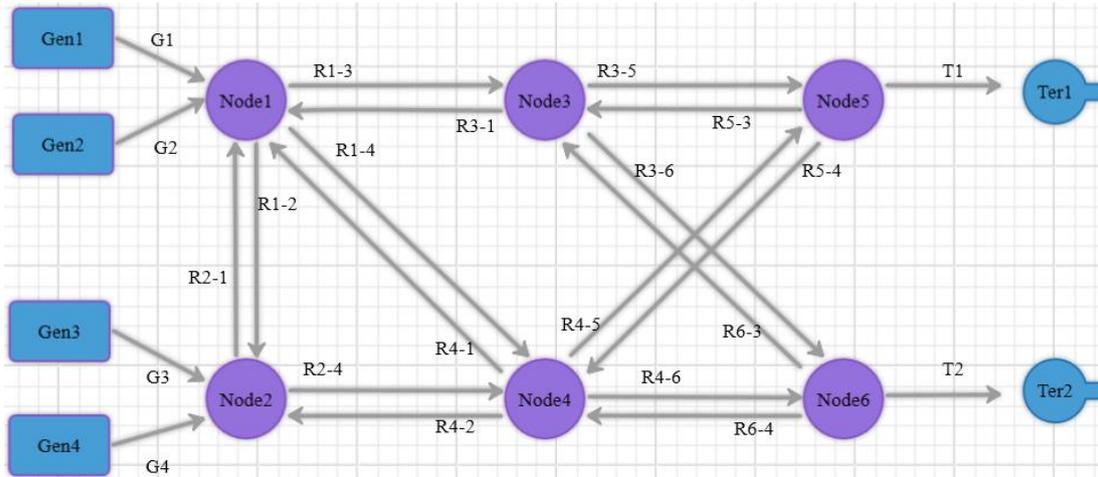


Рис. 1. Структурная схема сети

- I - количество источников
- L - количество получателей
- N - количество узлов сети
- M - матрица размера очередей в каналах
- G - вектор средних значений транзактов, генерируемых в единицу времени источниками
- P - вектор приоритетов источников
- SP - вектор скорости обработки транзактов в узлах
- SC - матрица средних значений транзактов, обрабатываемых в единицу времени в каналах
- D - матрица задержек в каналах
- K1, K2, ..., KI - матрицы балансировки трафика в узлах для каждого источника

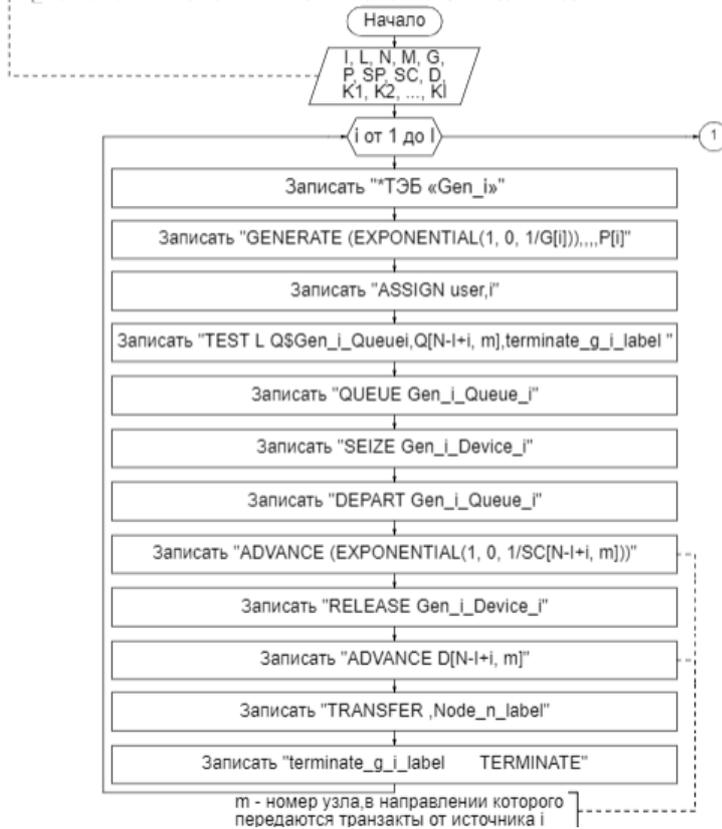


Рис. 2. Первый участок блок-схемы алгоритма

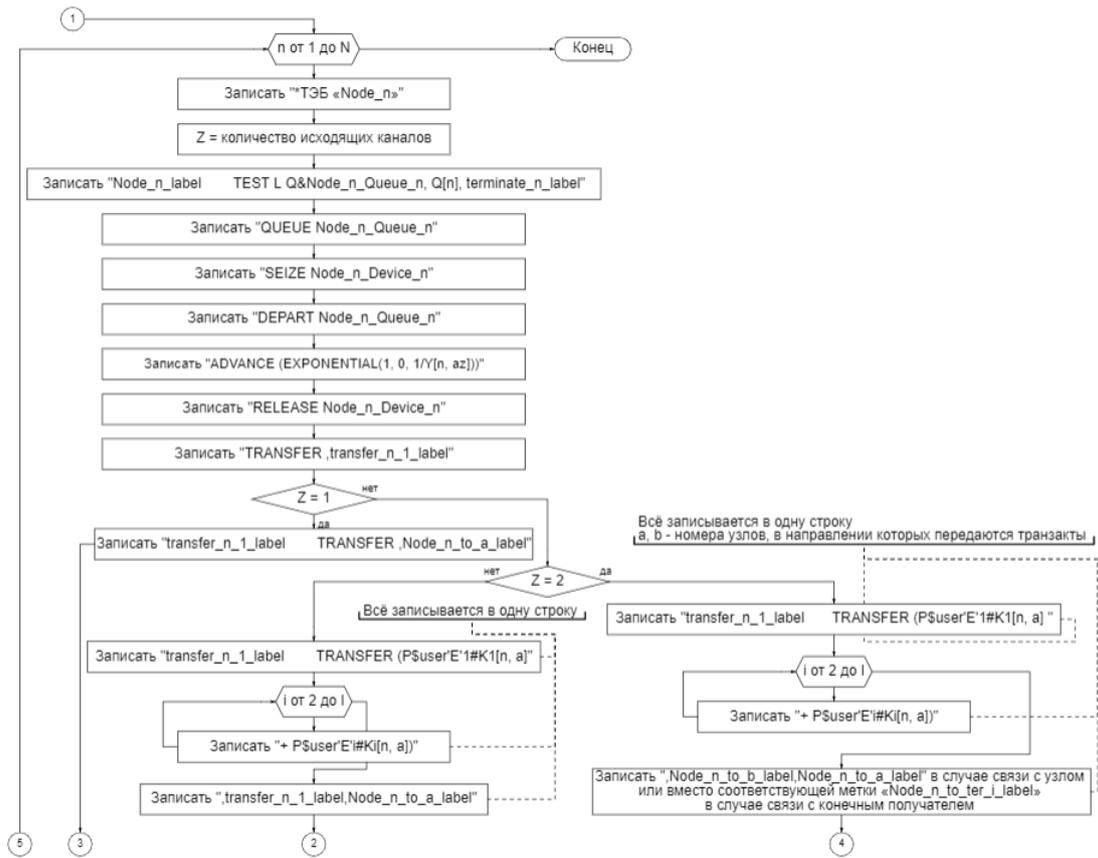


Рис. 3. Второй участок блок-схемы алгоритма

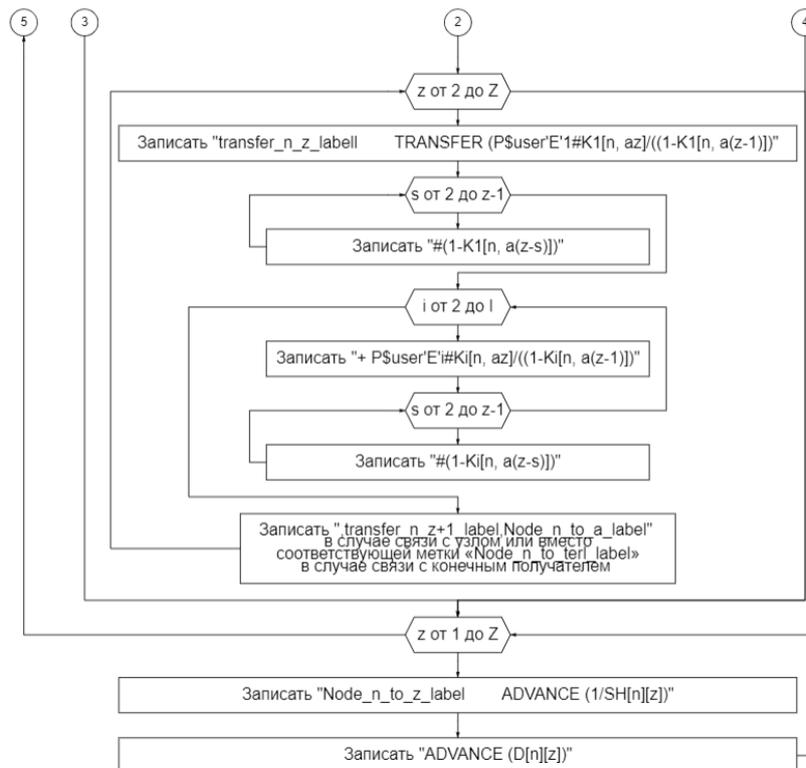


Рис. 4. Третий участок блок-схемы алгоритма

Эти входные данные включают в себя следующие сведения:

- количество узлов;
- матрица связности сети;
- матрица размера очередей в каналах;
- матрица пропускных способностей каналов;
- матрица задержек в каналах;
- матрица скоростей генерации транзактов;
- матрицы коэффициентов балансировки трафика для разных источников;
- список уровней приоритетов источников.

При анализе кода имитационной модели было выявлено, что он имеет хорошо формализуемую структуру, что позволило разработать программный код, генерирующий текст кода имитационной модели телекоммуникационной сети. Сложность созданного алгоритма имеет следующую степень  $O(i + n \cdot (i + z))$ , обусловленную численно четырьмя циклами и зависит от количества источников ( $i$ ), узлов ( $n$ ) и связей между ними ( $z$ ). Как видно основной вклад во время выполнения алгоритма вносит количество источников нагрузки.

**Благодарности:** работа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» СибГУ им. М. Ф. Решетнева.

### Список литературы

1. Гаипов К. Э. Учебно-методическое пособие: Имитационное моделирование телекоммуникационных систем в среде GPSS-Studio / К. Э. Гаипов, А. А. Демичева. – Красноярск, 2022.

2. Кутузов О. И. Моделирование систем и сетей телекоммуникаций: учебное пособие / О. И. Кутузов, Т. М. Татарникова ; М-во образования и науки Российской Федерации, Федеральное гос. бюджетное образовательное учреждение высш. проф. образования Российской Федерации Российский гос. гидрометеорологический ун-т. – Санкт-Петербург : РГГМУ, 2012. – 134 с.

3. Пономарев Д. Ю. Моделирование спутниковой сети в среде GPSS World / Д. Ю. Пономарев // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2022. – Т. 10, № 2(37).

4. Язык имитационного моделирования GPSS / Факультет вычислительной математики и кибернетики, Кафедра автоматизации систем вычислительных комплексов (АСВК). – 2015. – URL: [https://lvk.cs.msu.ru/~bahmurov/course\\_simulation/2015/tut\\_ipm\\_01\\_gpss.pdf](https://lvk.cs.msu.ru/~bahmurov/course_simulation/2015/tut_ipm_01_gpss.pdf).

## ВОЗМОЖНОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ПЕРСОНАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ СРЕДСТВАМИ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Д. П. Даянов, Д. Ю. Черников

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: ddayanov-rf18@stud.sfu-kras.ru

Приведены основные параметры действующих на сегодняшний день и перспективных систем персональной спутниковой связи, которые могут быть использованы для организации работы абонентов в удалённых и труднодоступных районах Красноярского края. Анализируется возможность регионального «приземления» трафика в интересах небольших групп абонентов, а также региональных промышленных предприятий.

Технологии персональной связи в настоящее время являются одним из наиболее быстро и динамично развивающихся вариантов для организации телекоммуникационного взаимодействия. Наиболее доступными средствами для этого служат наземные сети сотовых операторов связи. Однако эффективность наземных сетей остается на приемлемом уровне только для крупных городов с высокой плотностью населения.

Персональная спутниковая связь – это принципиально новый вид услуг на мировом телекоммуникационном рынке. Она предназначена, прежде всего, для «соединения» абонентов в любых географических точках, в первую очередь, на территории России в любое время с помощью специализированных персональных радиосредств. При использовании технических решений по сопряжению с другими сетями связи, проводными и беспроводными, спектр этих услуг может быть достаточно широк. Реальностью наших дней стали низкоорбитальные спутниковые системы, такие как *Iridium* и «Гонец», которые уже сейчас способны осуществлять персональную спутниковую связь в глобальном масштабе.

Эти системы являются основоположниками в своих соответствующих областях, и каждая из них обладает уникальными функциями, которые удовлетворяют различные потребности в области инфокоммуникаций.

Группировка космических аппаратов (КА) *Iridium* [1] состоит из 66 активных спутников на низкой околоземной орбите (НОО) на высоте около 780 км над Землёй, сконфигурированных в 6 плоскостях полярной орбиты, обеспечивающих голосовую связь и передачу данных по всему миру. Она выделяется своим поистине глобальным охватом, предлагая услуги даже в полярных регионах. Общая структура системы представлена на рис. 1.

**Предлагаемая связь** обеспечивает голосовые вызовы, *SMS* и услуги передачи данных с поддержкой скорости передачи данных 128 Кбит/с и среднюю задержку около 40 мс в идеальных условиях.

**Следующее поколение.** Обновление *Iridium NEXT*, завершённое в январе 2019 г., расширило возможности полосы пропускания и представило широкополосный сервис *Iridium Certus*, обещающий скорость передачи данных до 1,4 Мбит/с.

Однако, такие проблемы, как высокая стоимость и задержка сигнала в определённых сценариях, создают проблемы для её (системы) повсеместного внедрения.

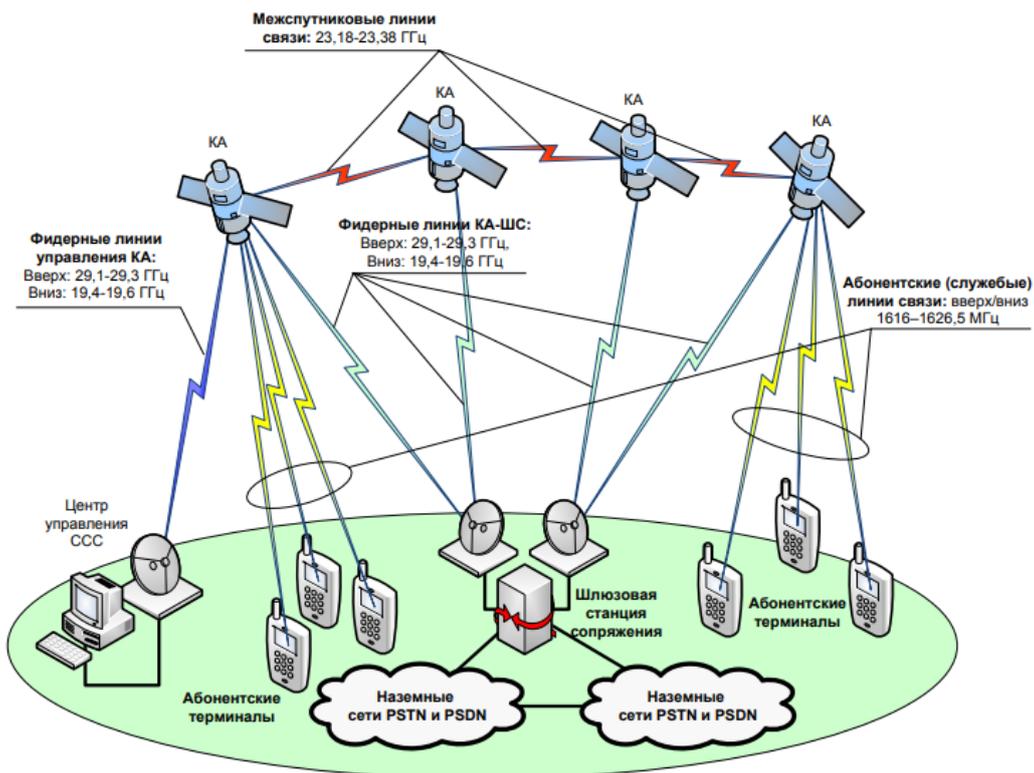


Рис. 1. Структура ССС Iridium

«Гонец» – Российская спутниковая система; в настоящее время орбитальная группировка состоит из 15 КА на НОО, в первую очередь предназначенных для национального использования. «Гонец» предоставляет услуги передачи данных и обмена сообщениями в отдалённых районах [2–4].



Рис. 2. Региональные станции системы «Гонец»

**Предлагаемая связь.** Обмен сообщениями и мониторинг инфраструктуры и объектов, а также предоставление услуг связи мобильным и стационарным абонентам, в основном в локациях без покрытия наземными сетями связи (*GSM, 3G, 4G-LTE*).

Хотя «Гонец» выполняет ту же задачу, что и *Iridium*, он сталкивается со своего рода препятствиями в плане ограниченной пропускной способности и более низкой скорости передачи данных.

К наиболее перспективным системам спутниковой связи следующих поколений относятся *Starlink* и Марафон-*IoT*.

Система *Starlink*, управляемая корпорацией *SpaceX*, ориентирована, прежде всего, на предоставление высокоскоростного Интернета по всему миру через обширную орбитальную группировку небольших спутников, состоящую из 4 509 КА на НОО. Учитывая только количество КА, делает её конкурентоспособной или даже превосходящей наземные варианты широкополосной связи.

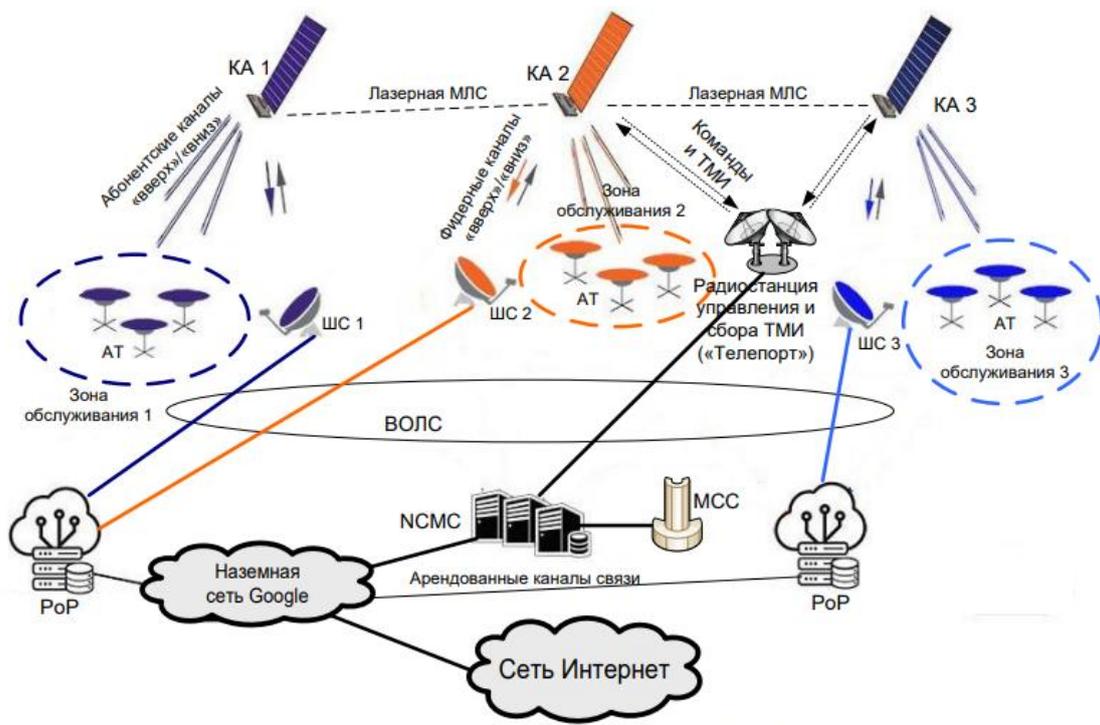


Рис. 3. Архитектура CCC *Starlink*

Заказчики используют пользовательский терминал с фазированной антенной решёткой, в просторечии известный как «*DishyMcFlatface*», для подключения к спутникам, способный автоматически настраиваться на оптимальный спутниковый сигнал.

**Расширение группировки.** *SpaceX* получила разрешение на развертывание почти 12 000 спутников и предложила расширить до 30 000 дополнительных спутников для более полного покрытия и повышения пропускной способности.

Его быстрое развертывание и многообещающие испытания показали потенциал беспрецедентной глобальной связи. Тем не менее, у *Starlink* есть недостатки. Алгоритмы управления потоками, основанные на потерях, слишком остро реагируют на скорость отправки коротких транзакций и снижают её. Небезосновательными

являются опасения по поводу космического мусора и воздействия на Землю запуска тысяч спутников.

**Предлагаемая связь.** Высокоскоростной интернет со скоростью от 100 Мбит/с до 1 Гбит/с с относительно низкой задержкой примерно в 20–40 мс.

**Марафон–IoT** – новоиспеченная система, специализирующаяся на подключении и обеспечении передачи данных для организации глобально распределенной международной спутниковой сети Интернета вещей через сеть группировок спутников, перспективно планируемая в составе из 264 КА, расположенных на НОО. Данная система специально разработана для обслуживания устройств Интернета вещей (IoT), обеспечивая глобальное подключение датчиков, оборудования и многого другого.

**Сеть и покрытие.** Пока подробные спецификации находятся в стадии разработки, целью является обеспечение эффективного подключения с низкой пропускной способностью, адаптированного для приложений Интернета вещей.

**Возможность подключения и время автономной работы.** Система **Марафон–IoT** разработана для обеспечения эффективного энергопотребления и длительного времени автономной работы в устройствах Интернета вещей, поддерживающих приложения для глобальной сети с низким энергопотреблением (LPWAN).

**Новые спецификации.** В качестве нового проекта активно прорабатываются характеристики, касающиеся количества спутников, скорости передачи данных и зоны покрытия. Цель – предложить надёжные глобальные решения для подключения к Интернету вещей, которые могут масштабироваться в соответствии со спросом.

Хотя система обещает эффективное подключение к Интернету вещей, её относительно начальная стадия требует дальнейшего изучения её масштабируемости и долгосрочной надёжности.

Среди обсуждаемых систем *Starlink* демонстрирует значительный потенциал для широкого внедрения потребителями благодаря своим возможностям высокоскоростного Интернета. Однако, признание соображений экологической и космической безопасности жизненно важно для устойчивого развития. *Iridium* и «Гонец» с их налаженными сетями дают критическое представление о важности глобального охвата, хотя и с возможностями для технологической оптимизации и оптимизации затрат. Новая система *Марафон-IoT* открывает интригующие перспективы для подключения к Интернету вещей, требуя внимания к дальнейшему развитию.

Подводя итог, можно сказать, что, хотя каждая система имеет свои явные преимущества и потенциальные ограничения, выбор между ними во многом будет зависеть от конкретных требований пользователей – от глобального широкополосного доступа и подключения к Интернету вещей до специализированных служб обмена сообщениями в удаленных местах.

### Список литературы

1. Макаренко С. И. Описательная модель системы спутниковой связи Iridium // Системы управления, связи и безопасности. 2018. – № 4. – С. 1–34. [Электронный ресурс] URL: <http://sccs.intelgr.com/archive/2018-04/01-Makarenko.pdf>.
2. Пехтерев С. В., Макаренко С. И., Ковальский А. А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. – 2022. – № 4. – С. 190–255. [Электронный ресурс] URL: <http://sccs.intelgr.com/archive/2022-04/07-Pehterev.pdf>.

3. Презентация по МСПСС «Гонец-Д1М» [Электронный ресурс] URL: [https://gonets.ru/rus/media/kit/presentations/NOT/upload/documents/presentations/gonets\\_rus.pdf](https://gonets.ru/rus/media/kit/presentations/NOT/upload/documents/presentations/gonets_rus.pdf).

4. Старчевский Е. А., Черников Д. Ю., Галкин И. В. Использование космических технологий в задачах мониторинга транспортных средств. В сборнике: Современные проблемы радиоэлектроники. Сборник научных трудов Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 118-й годовщине Дня радио. Научный редактор Г. Я. Шайдуров. 2013. – С. 100–102.

5. Черников Д. Ю., Ковалев В. Н., Войцеховский В. Н. Использование системы космической связи "Гонец" в технологии мониторинга подвижных объектов средствами спутниковой навигации. В книге: Системы связи и радионавигации, 2015. – С. 125–128.

6. Аджемов А. С., Буйдинов Е. В., Кузовкова Т. А. Применение интегральной модели для оценки эффективности построения системы спутниковой связи // Электросвязь. – 2016. – № 4. – С. 25–29.

7. Невдяев Л. М., Смирнов А. А. Персональная спутниковая связь М.: Эко-Трендз, 1998. – 214 с.

## ОПЫТ ОРГАНИЗАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ СИСТЕМ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПУТНИКОВЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ.

А. О. Куянов, Д. Ю. Черников (научный руководитель)

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*  
660074, Красноярск, ул. Куренского, 28  
E-mail: dchernikov@sfu-kras.ru

Предложено использование спутниковой связи в качестве среды для организации соединительных линий до стационарного оборудования широкополосной системы служебной радиосвязи, работающей в диапазоне частот 340 МГц. Проанализированы факторы, мешающие возможности использования спутниковой связи в данном качестве.

Развертывание систем служебной радиосвязи (СР) в отдалённых и труднодоступных районах, ориентированных на организацию связи с промышленными центрами, во многом осложняется необходимостью организации соединительных линий требуемого функционала и необходимой протяжённости. Как уже было указано [1], достаточно привлекательной для этих целей являются технологии тропосферных радиорелейных линий (ТРРЛ), но возможность их использования существенно ограничивается сильным влиянием трассы распространения сигнала и требованиями к её организации. Так, угол между прямым и реально используемым направлениями составляет всего порядка 3–5 град., а расстояние в 70–100 км для скоростей передачи данных до 25 Мбит/с и излучаемой мощности ~ 100 Вт является максимальным.

Для более значительных дистанций целесообразно использовать каналы связи через искусственные спутники Земли (ИСЗ), расположенные на высокоэллиптических орбитах земли, такие как «Экспресс-РВ» [2].

Актуальной является задача анализа возможности организации мультисервисных соединительных линий (СЛ) на отдаленные и труднодоступные территории с использованием спутниковой связи для подключения стационарного оборудования широкополосной пакетной радиосети. Схема организации связи, использованная при проведении натурного эксперимента по организации соединительных линий для системы СР МакВилл через ИСЗ, приведена на рис. 1.

В качестве сети служебной радиосвязи будет рассмотрено использование СР МакВилл. МакВилл – это современная технология широкополосной профессиональной радиосвязи, предлагающая надёжность традиционной транкинговой связи в сочетании с самыми передовыми сервисами высокоскоростной передачи данных, видео, позиционирования, диспетчеризации – гибкая и легко встраиваемая в уже существующие системы связи заказчиков.

МакВилл создан для критически важных коммуникаций – предоставления специальным пользователям гарантированно устойчивой связи в любой ситуации, независимо от происходящего вокруг. Операторские сети МакВилл, представленные в 79 регионах России, построены специально для корпоративных и ведомственных заказчиков и отделены от сетей общего пользования для обеспечения надёжности и доступности услуг, не достижимой в существующих сетях мобильной связи.

МакВилл – стандарт, относящийся к группе стандартов четвёртого поколения (4G) и рекомендованный Международным союзом электросвязи (ITU-RM.1801-2). В 2018 году МакВилл принят как национальный стандарт РФ – ГОСТ Р 58166-2018. Сети МакВилл успешно обслуживают профессиональных пользователей (службы общественной безопасности, нефтедобывающие компании, предприятия

железнодорожного транспорта, аэропорты, энергетические компании) в более чем 30 странах мира.

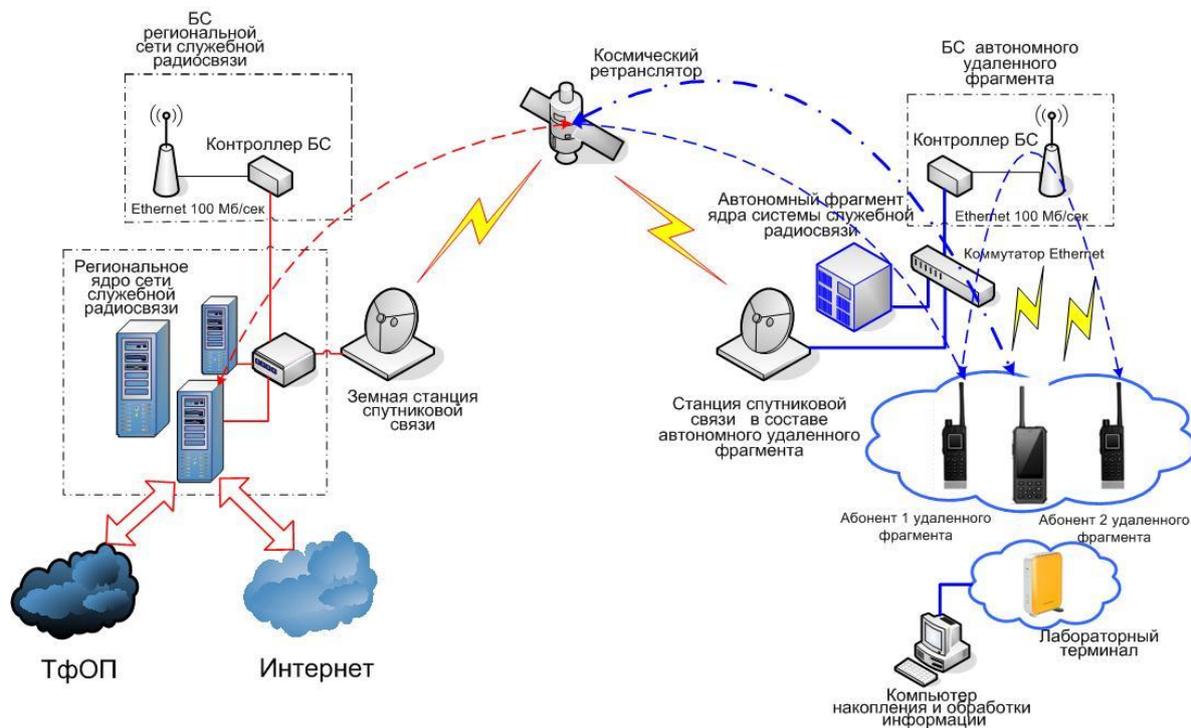


Рис. 1. Схема организации мультисервисных СЛ на отдалённые территории с использованием спутниковой связи

МакВилл – широкополосная мультимедийная система транкинговой радиосвязи, обеспечивающая не только высокую надёжность связи, но и гарантии доступа к сети выделенных групп абонентов вне зависимости от обстоятельств, благодаря приоритизации доступа к сети, а также уникальную помехозащищённость радиоинтерфейса [1].

Радиоинтерфейс МакВилл, несмотря на «широкополосность» технологии, по сравнению с современными сетями массового обслуживания, спроектированными для обработки потокового мультимедиа (*WCDMA/HSPA/LTE*), намного лучше приспособлен для обработки ультракоротких сообщений в *IoT*-сетях, поскольку дополняет небольшие посылки с сенсоров/датчиков лишь незначительным объёмом служебных данных. Специализированный протокол передачи коротких пакетов данных, речевых пакетов и потокового видео с уменьшенной долей затрат на служебную информацию, является одним из уникальных свойств технологии МакВилл.

В МакВилл используются самые современные методы кодирования с использованием кодов Рида-Соломона, турбо-кодов и *LDPC* (коды с малой плотностью проверок на чётность). Конкретный метод кодирования выбирается в зависимости от типа модуляции, состояния канала, потенциала мощности, запаса на замирание и уровня помех и шума (используется в алгоритме *QoS*), а система защиты от несанкционированного доступа к сети, помимо аутентификации в *EMS*, проверки на регистрацию в *HLR*, авторизации на *PPPoE* сервере, располагает механизмом увязывания адреса *IP*, адреса *MAC* и идентификатора абонентского оборудования.

Обладая сопоставимой с *LTE* спектральной эффективностью, МакВилл благодаря *TDD* предоставляет возможность строить сети в частотных диапазонах, не

востребованных в сетях массового обслуживания. Серийно оборудование МакВилл производится для диапазонов частот 337...341 МГц, 417...422 МГц, 1785...1805 МГц, не входящих в планы стратегического развития как 3G (UMTS, CDMA-2000), так и 4G (WiMax, LTE) [3–5].

### Список литературы

1. Куянов А. О., Черников Д. Ю. Организация мультисервисных соединительных линий на отдаленные и труднодоступные территории с использованием ТРРЛ – в сборнике Международной научно-практической конференции «Настоящее и будущее современных научных направлений – технические науки, информационные технологии». 2022. – С. 64–66.

2. "Экспресс-РВ" – перспективная система связи со спутниками на высокоэллиптических орбитах. [Электронный ресурс]: – Режим доступа <http://lib.tssonline.ru/>.

3. МакВилл, описание, технические характеристики. [Электронный ресурс]: – Режим доступа <http://www.comminform.ru/>.

4. МакВилл, дополнительная информация о работе сети МакВилл [Электронный ресурс]: – Режим доступа <https://www.unysel.ru/>.

5. Туров А. В., Девлишов А. Г., Черников Д. Ю. Использование оборудования широкополосного радиодоступа NG-1 в составе мультисервисных систем связи. – В сборнике: Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2017). – Сборник докладов IV Международной научно-технической конференции. – 2017. – С. 339–347.

## ФОРМИРОВАНИЕ АДРЕСНОГО ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ RDP-ДОСТУПА

А. А. Мацегорова<sup>1</sup>, М. А. Лупачева<sup>2</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>Дальневосточный федеральный университет,  
690091, Приморский край, г. Владивосток, ул. Мордовцева, 12, стр. 2

<sup>2</sup>Сибирский федеральный университет,  
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 82 а

E-mail: matcegorova.aa@dvfu.ru

Показано использование средств активного оборудования *HUAWEI* для настройки удалённого рабочего стола. *RDP*-технология позволяет пользователям подключаться к удалённому компьютеру или серверу и работать с ним напрямую. Это особенно полезно для администрирования серверов, доступа к приложениям и файлам на удалённых компьютерах, а также для предоставления удалённой помощи пользователям.

Удалённый рабочий стол (*RDP*) – технология удалённого доступа; впервые она была представлена в операционной системе *Windows NT 4.0 Terminal Server Edition* [1]. *RDP*-технология позволяет пользователям подключаться к удалённому компьютеру или серверу и работать с ним напрямую. Это особенно полезно для администрирования серверов, доступа к приложениям и файлам на удалённых компьютерах, а также для предоставления удалённой помощи пользователям.

Для организации удалённой работы с серверами по протоколу *RDP* должно быть выделено адресное пространство из числа внутренних адресов, которые используются в данной компьютерной сети. Адресное пространство – диапазон *IP*-адресов, используемых для идентификации устройств в сети.

*IP*-адрес (*Internet Protocol address*) – это уникальный идентификатор, присваиваемый устройству (компьютеру, серверу, сетевому оборудованию и т. д.) для идентификации и локализации его в сети.

В тоже время адресное пространство в компьютерной сети может раздаваться несколькими способами. Существует три механизма назначения адресов и настроек пользовательским устройствам с использованием *DHCP* сервера, реализованного средствами активного оборудования *HUAWEI* [2]:

- ручное присвоение (*Manual Allocation*): администратор вручную назначает адреса пользовательским устройствам на сервере, а *DHCP* нужен лишь для доставки этих настроек непосредственно пользователям;
- автоматическое назначение (*Automatic Allocation*): *DHCP* автоматически выбирает адреса из набора (пула) адресов и выдает их пользователям, но при этом присваивает их перманентно, навсегда закрепляя адрес за пользователем;
- динамическое назначение (*Dynamic Allocation*): *DHCP* автоматически присваивает адреса устройствам из некоторого пула адресов, но адрес выдаётся на некоторое время (время аренды/*leasingtime*). Если хост отключился от сети, то его адрес может быть выдан кому-нибудь другому при условии, что время аренды на сервере также истекло.

Для определения перечня выделяемых адресов используется описание так называемого адресного пула, используемого для работы *DHCP*-сервера. Например:

```
[dhcp_router]ip router pool first_pool
[dhcp_router]network 172.16.10.0 mask 255.255.255.0
[dhcp_router]gateway-list 172.16.10.10
```

[dhcp\_router]leaseday 1,  
 где «dhcp\_router» – имя маршрутизатора, на котором реализован *DHCP*-сервер,  
 «first\_pool» – имя пула адресов.

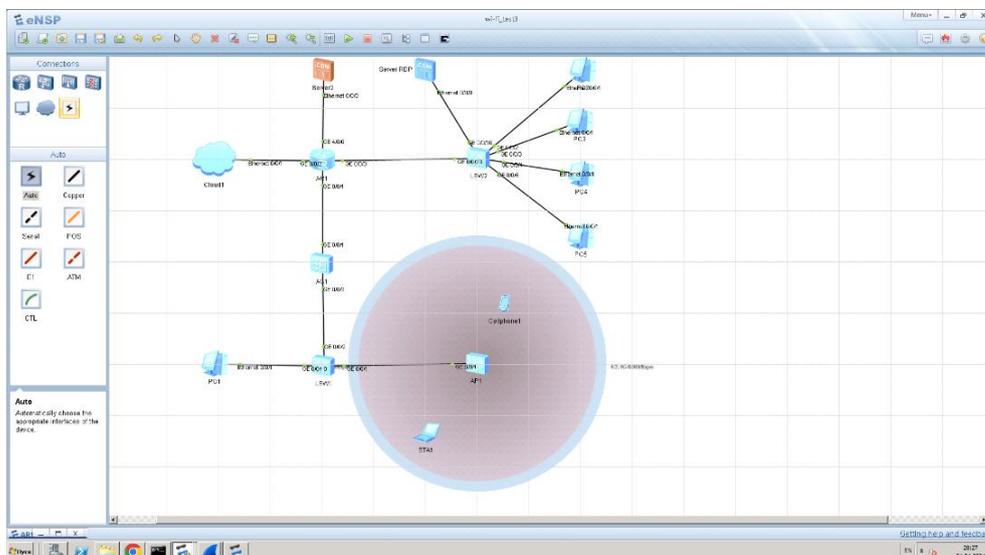


Рис. 1. Общий вид схемы рабочей области

```

AR1
AC1  LSW2  AR1
ip pool our_ip_pool
#
aaa
authentication-scheme default
authorization-scheme default
accounting-scheme default
domain default
domain default admin
local-user admin password cipher %$%$K8m.Nt04D2)e#<0`8bmE3Uw)%$%$
local-user admin service-type http
#
firewall zone Local
priority 15
#
interface GigabitEthernet0/0/0
ip address 172.16.10.10 255.255.255.0
#
interface GigabitEthernet0/0/1
#
interface GigabitEthernet0/0/2
#
interface GigabitEthernet4/0/0
#
interface GigabitEthernet4/0/1
#
interface GigabitEthernet4/0/2
#
interface GigabitEthernet4/0/3
#
---- More ----
    
```

Рис. 2. Вид командной строки во время настройки маршрутизатора

Для введения ограничений в пуле адресов и выделения области для использования в качестве адресов серверов необходимо выполнить следующие шаги:

1. Определить диапазон адресов, который будет использоваться для серверов. Этот диапазон должен быть частью общего пула адресов сети.
2. В нашей схеме (рис. 1) сервер для *RDP*-доступа.
3. Настроить маршрутизатор или коммутатор так, чтобы он направлял трафик для адресов серверов в соответствующую сеть (рис. 2).

4. Настроить *DHCP*-сервер таким образом, чтобы он не выдавал адреса из диапазона, выделенного для серверов. Это можно сделать, создав исключение из диапазона адресов, который *DHCP*-сервер использует для выдачи адресов клиентам.

5. Настроить серверы таким образом, чтобы они использовали адреса из выделенного диапазона. Это можно сделать вручную, назначив статические *IP*-адреса серверам, или с помощью *DHCP*-сервера, создав резервацию для каждого сервера.

6. Настроить систему безопасности так, чтобы она разрешала доступ только к адресам серверов из выделенного диапазона. Это поможет предотвратить несанкционированный доступ к серверам из других частей сети.

7. Сетевые параметры сервера для *RDP* доступа – статическое назначение *IP* адреса (рис. 3, 4).

Server RDP

Basic Config | Server Info | Log Info

MAC Address: 54-89-98-14-2A-A6 (Format:00-01-02-03-04-05)

IPv4 Config

Local Address: 172 . 16 . 10 . 100 Subnet Mask: 255 . 255 . 255 . 0

Gateway: 172 . 16 . 10 . 1 DNS: 172 . 16 . 10 . 200

Ping Test

IPv4 Address: 0 . 0 . 0 . 0 Times: Send

Local State: Device boot ping success: 0 failed: 0

Save

Рис. 3. Конфигурация *RDP*-сервера

Server2

Basic Config | Server Info | Log Info

DNSServer

FtpServer

HttpServer

Service

Port: 53 Start Stop

Configuration

HostName: rdp\_serv

IP Address: 172 . 16 . 10 . 100

Add Update Delete

HostName	IP Address
rdp_serv	172.16.10.100

Рис. 4. Информация о сервере

Таким образом, проведённые исследования показали, что формирование адресного пространства для организации *RDP*-доступа является важной задачей при проектировании и настройке компьютерной сети. Введение ограничений и выделение отдельного пула адресов для серверов позволяет обеспечить эффективную и безопасную работу серверов удалённого доступа.

Данная работа позволила получить практические навыки настройки сетевого оборудования *HUAWEI*, навыки настройки *DHCP*-сервера с помощью разных методов, а также лучше понять процессы формирования адресного пространства для *RDP*-доступа.

### Список литературы

1. Remote Desktop Protocol // Википедия. URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Remote\\_Desktop\\_Protocol](https://ru.wikipedia.org/wiki/Remote_Desktop_Protocol).
2. Dynamic Host Configuration Protocol // Википедия. URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Dynamic\\_Host\\_Configuration\\_Protocol](https://ru.wikipedia.org/wiki/Dynamic_Host_Configuration_Protocol).
3. IP address // Википедия. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/IP-%D0%B0%D0%B4%D1%80%D0%B5%D1%81>.

# ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СКОРОСТИ В РАДИОКАНАЛЕ СЕТИ *Wi-Fi*

Т. С. Попова, Е. А. Соколова, Д. Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: tanya\_popova\_2004@inbox.ru  
lizasokolova8134@gmail.com

Получены экспериментальные оценки значений информационной скорости для условий развертывания и использования мультисервисных сетей радиосвязи стандарта *Wi-Fi* внутри помещений (*Wireless Indoor Local area Network*). Предпринята попытка описания закона распределения информационной скорости для *WLAN* рядом теоретических распределений, характер которых соответствует ожидаемым результатам измерений. Приведены оценки величин спектральных эффективностей для доступных значений ширины полосы используемых сигналов в частотных диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц, характерных для беспроводных сетей стандарта *Wi-Fi*.

Экспериментальной оценке подлежала скорость передачи внутри помещений при отсутствии каких-либо естественных или искусственных препятствий при использовании традиционных абонентских устройств, таких как ноутбук или смартфон. Расстояние между использованной точкой *Wi-Fi* и приёмником по условиям натурального эксперимента не превышало 15 метров.

В непосредственной близости (не далее 5 метров) от точки доступа *Wi-Fi* находится анализатор спектра, который принимает сигнал *Wi-Fi* на внешнюю направленную антенну.

В качестве *Wi-Fi* точки было использовано оборудование *Huawei AR611W* [6], интерфейс администратора для которого позволяет управлять уровнем излучаемой мощности  $P_{Wi-Fi}$ , полосой частот  $\Delta f$ , используемой для передачи информации в выбранном частотном канале  $N_f$ , а также выбором номера  $N_f$  используемого частотного канала.

Спектральные параметры сигналов, используемых для передачи информации в беспроводной сети, можно надежно контролировать по характеру кривых, которые формирует анализатор спектра. Так, спектральные характеристики сигналов в радиоканале *Wi-Fi*, сформированные в ходе проведения измерений, имеют вид, представленный на (рис. 1).



а

б

в

Рис. 1. Спектральные характеристики сигналов в радиоканале сети *Wi-Fi*:  
а – спектр сигнала с полосой 20 МГц; б – спектр сигнала с полосой в 40 МГц;  
в – спектр сигнала с полосой в 80 МГц

Зная законы распределения, которым подчиняется реальный трафик, можно определить среднее значение скорости передачи информации по беспроводной сети [7]. Следовательно, можно сделать вывод, что имитационное моделирование не имеет возможности подстраиваться под постоянно изменчивый характер трафика. Исследование и анализ его необходимо осуществлять средствами аналитических методов, алгоритмов, так как их применение позволяет наиболее точно оценить параметры сети. Непосредственно для измерений скорости в радиоканале *Wi-Fi* была использована утилита *iperf3* [7].

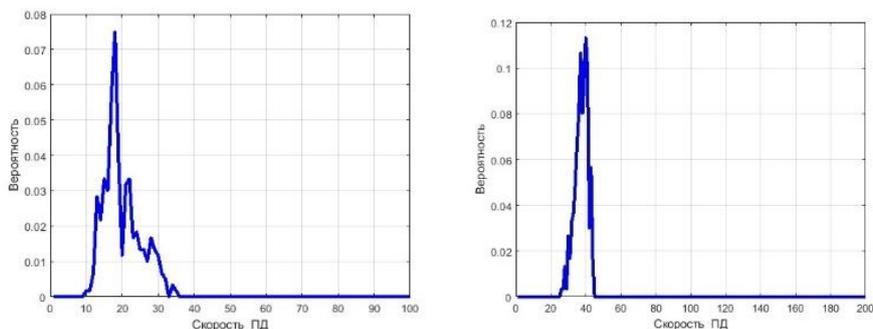


Рис. 2. Законы распределения информационной скорости передачи данных в частотном диапазоне 2,4 ГГц

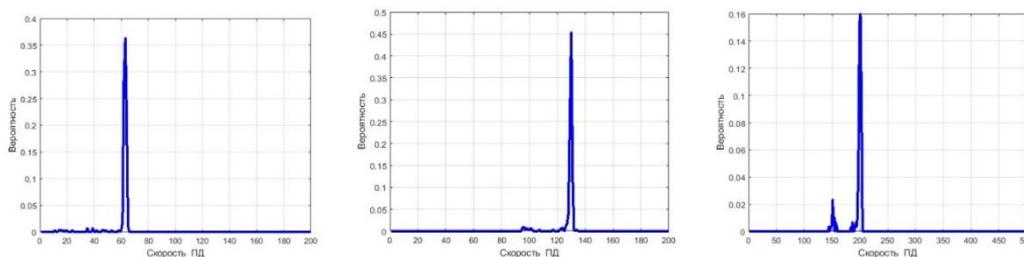


Рис. 3. Законы распределения информационной скорости передачи данных в частотном диапазоне 5 ГГц

Спектральная эффективность для информационной скорости рассчитывается по формуле:

$$\gamma = \frac{R}{\Delta f}, \quad (1)$$

где  $\gamma$  – спектральная эффективность, бит/Гц;  $R$  – информационная скорость, Мбит/с;  $\Delta f$  – ширина спектра сигналов, используемых для передачи потока данных, МГц.

Таким образом, спектральная эффективность определяется отношением информационной скорости к ширине спектра. Она показывает, насколько эффективно используется доступная полоса частот для передачи полезной информации. Результаты использования выражения (1) для измеренных значений информационной скорости и ширины спектров сигналов, которые оказались доступными при организации радиоканала сети *Wi-Fi* средствами *AP Huawei AR611W* [6], приведены в табл. 1 и в виде графика на рис. 4.

Дисперсия информационной скорости показывает разброс значений информационной скорости вокруг ее среднего значения. Результаты характеристик для значений дисперсии приведены в табл. 2 и в виде графика на рис. 5.

Таблица 1

Расчёт характеристик для измеренных значений информационной скорости

Диапазон	2,4 ГГц		5 ГГц		
Ширина спектра, МГц	20	40	20	40	80
Вид протокола передачи потока данных	802.11ac				
Средняя скорость, Мбит/с	20,69	38,10	61,71	128,12	195,63
Спектральная эффективность, бит/Гц	1,034	0,95	3,08	3,2	2,44

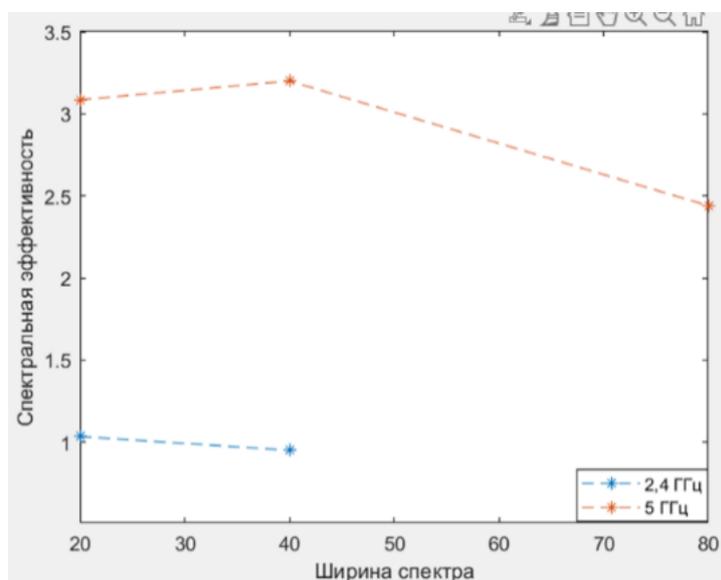


Рис. 4. График отношения статистических характеристик значений скорости от ширины спектра

Таблица 2

Расчёт статистических характеристик значений дисперсии

Диапазон	2,4 ГГц		5 ГГц		
Ширина спектра, МГц	20	40	20	40	80
Вид протокола передачи потока данных	802.11ac				
Дисперсия	4,67	3,59	7,77	6,66	14,38

Коэффициент вариаций позволяет оценить степень изменчивости данных относительно их среднего значения. Расчёт коэффициентов вариаций измеренных величин приведены в табл. 3 и в виде графика на рис. 6.

Для экспериментальной оценки влияния корпоративной сети Сибирского федерального университета (СФУ), в которой в основном используется 2,4 ГГц, проведены измерения реальной радиообстановки для объектов в составе кампуса СФУ, на площадях которых и предполагается предоставлять услуги передачи данных на основе технологии *Wi-Fi*. Полученные результаты измерений однозначно свидетельствуют о полном доминировании диапазона 2,4 ГГц в части использования технологий *Wi-Fi*.

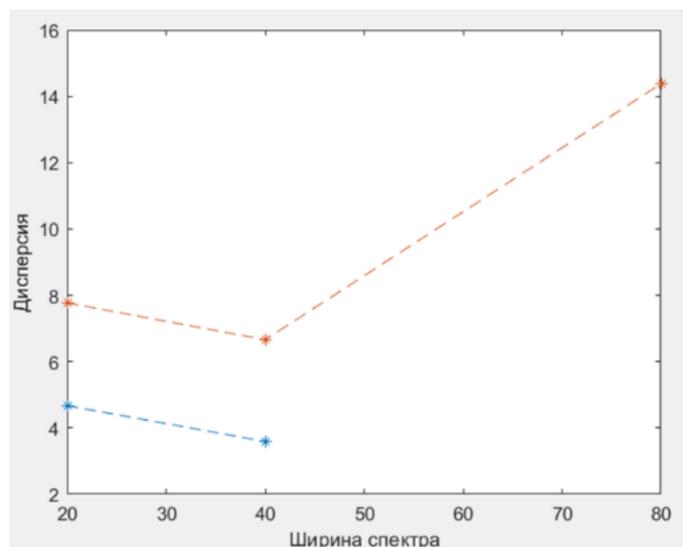


Рис. 5. График отношения статистических характеристик значений дисперсии от ширины спектра

Таблица 3

Расчёт статистических характеристик значений коэффициента вариаций

Диапазон	2,4 ГГц		5 ГГц		
Ширина спектра, МГц	20	40	20	40	80
Вид протокола передачи потока данных	802.11ac	802.11ac	802.11ac	802.11ac	802.11ac
Коэффициенты вариаций измеренных величин	0,226	0,094	0,126	0,052	0,073

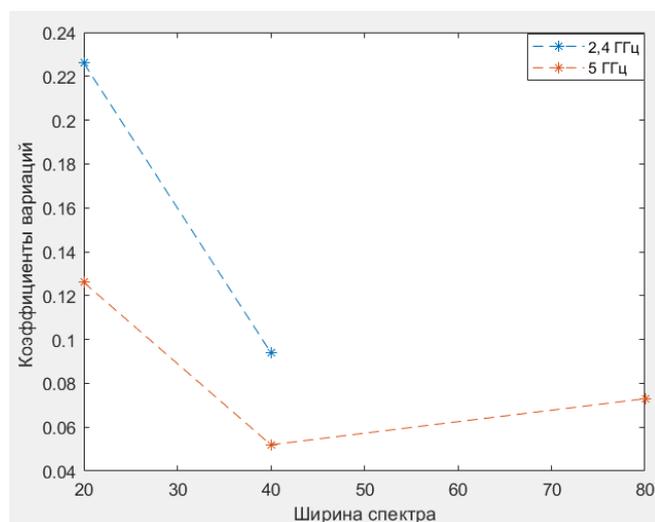


Рис. 6. График отношения статистических характеристик значений коэффициента вариаций от ширины спектра

Однако в диапазоне 5 ГГц для работы системы связи отведена полоса частот  $\Delta f = 80$  МГц, тогда как в диапазоне 2,4 ГГц  $\Delta f = 20$  МГц (рис.7).

Полученные результаты измерений позволили провести их статистическую обработку, в частности построить зависимость оценки математического ожидания

скорости ПД в сети *Wi-Fi* от уровня мощности  $P_{Wi-Fi}$ , излучаемой AP, которая приведена на рис. 8.

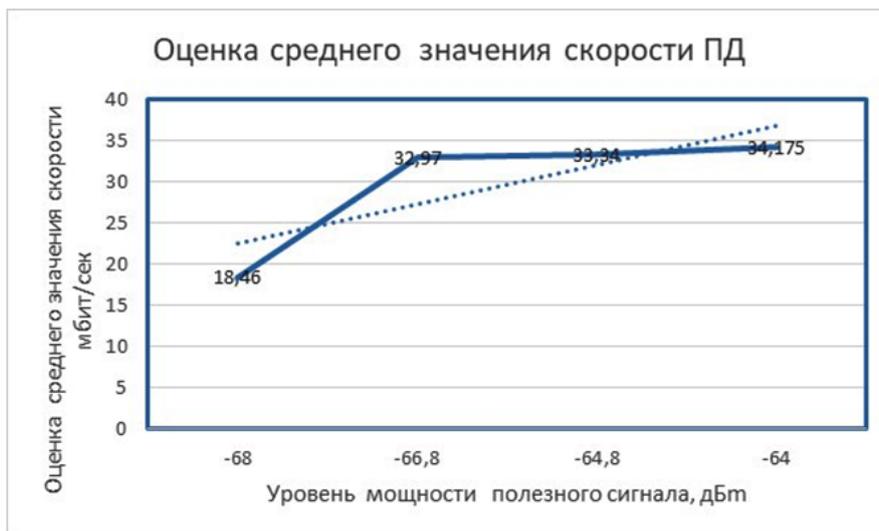


Рис. 7. Оценка среднего значения скорости передачи данных.

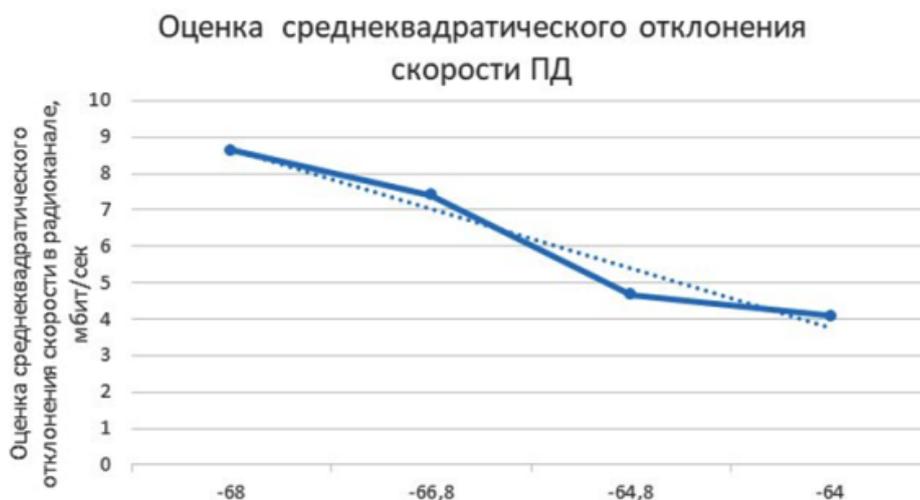


Рис. 8. Оценка среднеквадратического отклонения скорости ПД.

Примерно аналогичную зависимость удалось построить и для среднеквадратического отклонения значений скорости ПД в радиоканале *Wi-Fi* в зависимости от уровня мощности излучаемого связного сигнала.

Как показала проведенная серия измерений, процент использования диапазона 2,4 ГГц для большинства реальных ситуаций в настоящий момент времени составляет порядка 90 %. Конечно, есть основания полагать, что в ближайшем будущем это соотношение будет меняться. Диапазон частот 2,4 ГГц, исходя хотя бы из рис. 7, перегружен, да и количество абонентских устройств, которые способны работать в диапазоне 5 ГГц с каждым днём возрастает. Кроме этого, сигнал в диапазоне 2,4 ГГц не отличается высокой стабильностью.

Дополнительным результатом проведенных измерительных экспериментов может служить вывод о том, что технология *Wi-Fi* самостоятельно не сможет решить вопрос

полного радиопокрытия территории, превышающей сотни метров, и может быть использована в тандеме с мобильной связью стандарта *LTE* или близкой по идеологии профессиональной системой радиодоступа [7].

### Список литературы

1. Альшаев И. А., Лаврухин В. А. О проектировании и оптимизации сетей *Wi-Fi* // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2016. – Том 4. – № 1. – С.87–95.
2. Забродин А. Н., Войцеховский В. Н., Черников Д. Ю. Особенности измерения параметров мультисервисной сети связи на основе технологии *Wi-Fi*. В сборнике: Фундаментальные основы, теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики. Материалы 19-й Международной молодежной научно-практической конференции. – 2018. – С. 287–292.
3. Зеленков Н. С., Черников Д. Ю. Indoor-навигация с использованием сетей *Wi-Fi*. В сборнике: Современные проблемы радиоэлектроники. Материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием, посвященной 125-й годовщине Дня радио. Сибирский федеральный университет, 2020. – С. 301–305.
4. Ревва И. Л., Богданов А. А., Малахова Е. А. Применение точек доступа *Wi-Fi* для регистрации движения объектов // Научный вестник НГТУ. – 2017. – Том 68. – № 3. <https://play.google.com/store/apps/details?id=com.signal.monitoring.wifimonitoring>.
5. <https://russia-huawei.ru/huawei-ar611w/>.
6. <https://iperf.fr/iperf-download.php>.
7. Шорин А. О., Девлишов А. Г., Туров А. В., Черников Д. Ю. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа. // Научный журнал «Исследования наукограда». – 2016. – № 3–4(18). – С. 39–44.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В СРЕДЕ *MATLAB SIMULINK*

Ю. А. Вишнякова<sup>1</sup>, К. И. Колодкина<sup>1</sup>, А. С. Селиванов<sup>2</sup>,  
Е. А. Соколова<sup>2</sup>, Д. Ю. Коцан<sup>3</sup>  
Д. Ю. Черников<sup>2</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

<sup>3</sup>Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: aselivanov@sfu-kras.ru

В работе представлена упрощённая модель цифровой системы связи, реализованная в среде имитационного моделирования *MATLAB Simulink*. Основной задачей исследования является сравнение различных видов модуляции и определение коэффициента битовых ошибок при различных значениях отношения сигнал/шум. Полученные диаграммы и графики позволяют наглядно оценить влияние видов модуляции на характеристики исследуемой системы.

Разработки и исследования телекоммуникационных устройств тесно связаны с построением моделей реально существующих или проектируемых систем, а также анализом их текущего и прогнозируемого состояния. Одним из самых популярных на сегодняшний день направлений является метод имитационного моделирования, который позволяет осуществить процесс наиболее наглядным и понятным образом.

Данный подход, в том числе, оказывается достаточно эффективным в задачах, связанных с изучением функционирования и проектированием различных элементов систем связи.

В связи с этим разработана модель цифровой системы связи в среде имитационного моделирования *MATLAB Simulink*, представленная [1] с использованием восьмипозиционной фазовой системы формирования сигнала (модулятор 8-*PSK*).

**Целью** настоящей работы является сравнительный анализ работы модели системы при различных типах модуляции и определение коэффициента битовой ошибки (*BER*) в зависимости от отношения сигнал/шум (*SNR*) для дальнейшего применения при составлении методических рекомендаций по выполнению курсового проекта.

**Описание работы.** Разработана модель, позволяющая отслеживать процессы и явления, происходящие при модуляции и демодуляции сигнала, а также влияния различных параметров канала на исследуемую систему.

В работе был проведен анализ для различных типов модуляций: *QAM* и *PSK DVBS*. Вариант с типом модуляции 16-*QAM* представлен на рис. 1.

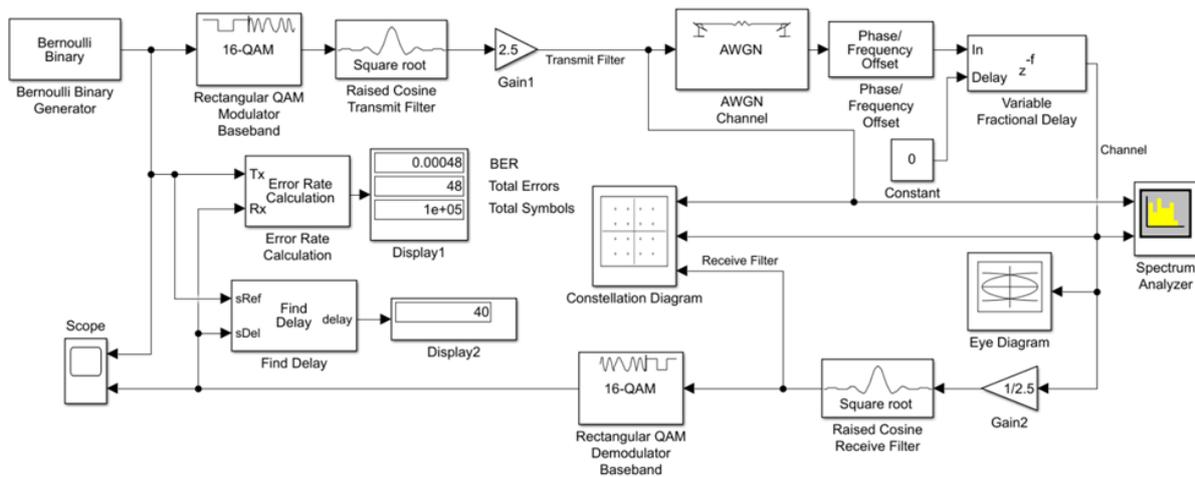


Рис. 1. Упрощенная идеальная модель системы связи

Основными критериями эффективности различных видов модуляции являются критерии спектральной и энергетической эффективности. Энергетическая эффективность характеризует энергию, которую необходимо затратить для передачи информации с заданной достоверностью. Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для того, чтобы передавать информацию с определенной скоростью. Увеличение позиций (уровней) модуляции увеличивает спектральную эффективность [2].

Исходя из этого, первым этапом исследования являлась оценка влияния вида и позиционности модуляции на спектр исследуемого сигнала при одинаковой символьной скорости. Результаты представлены на рис. 2. Из рисунков очевидно влияние вида модуляции на занимаемую сигналом полосу.

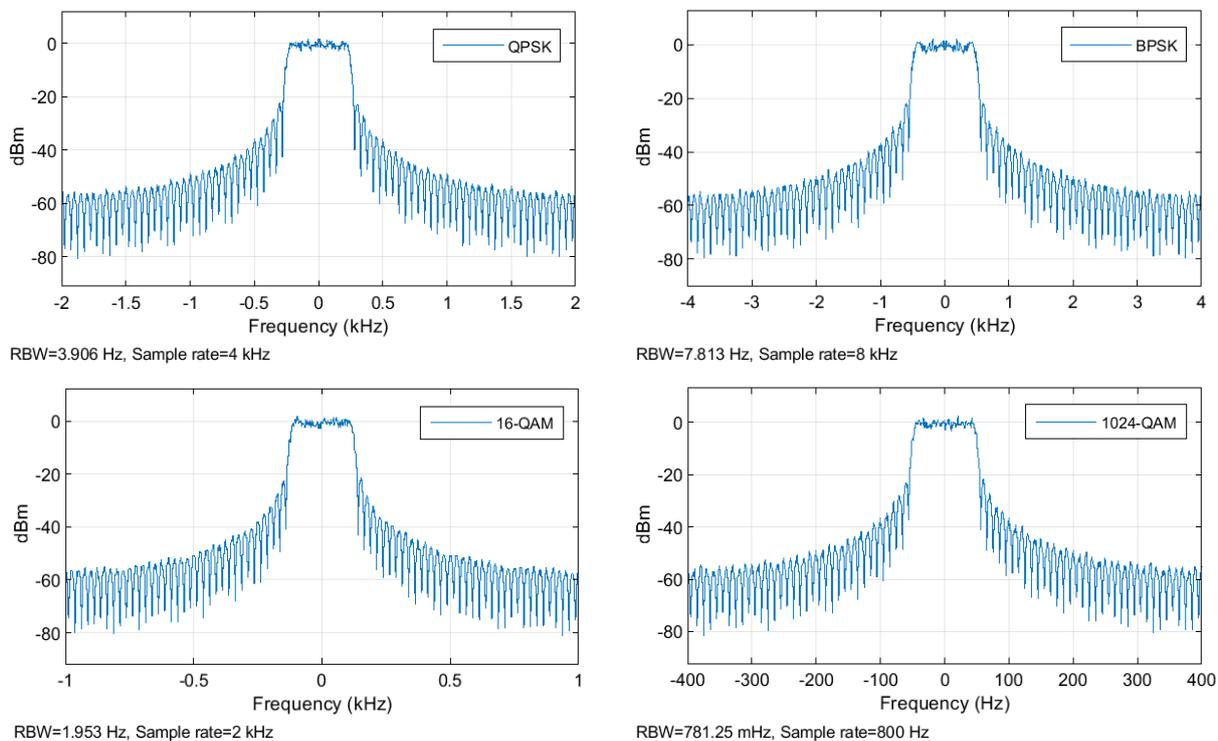


Рис. 2. Спектры исследуемого сигнала при различных типах модуляции

Стоит отметить, что в представленной модели отсутствует перенос спектра на несущую частоту, а узкополосность обусловлена низкой символьной скоростью на источнике, которая в данном случае составила 1 000 символов в секунду.

Известно, что многопозиционная 1 024-QAM модуляция используется на практике, например, в стандарте *Wi-Fi 6* [3]. Такой тип модуляции позволяет достичь исключительно высокой спектральной эффективности, однако предъявляет высокие требования к линейности усилителя мощности и его динамическому диапазону [2].

Следовательно, возникла необходимость проверки влияния мощностных параметров модулятора на коэффициент битовых ошибок.

*Rectangular QAM Modulator Baseband* позволяет задавать такой параметр, как *Average power, referenced to 1 ohm (watts)* (что в дословном переводе: средняя мощность относительно 1 Ом (Вт)), который влияет на амплитуды созвездия (рис. 3).

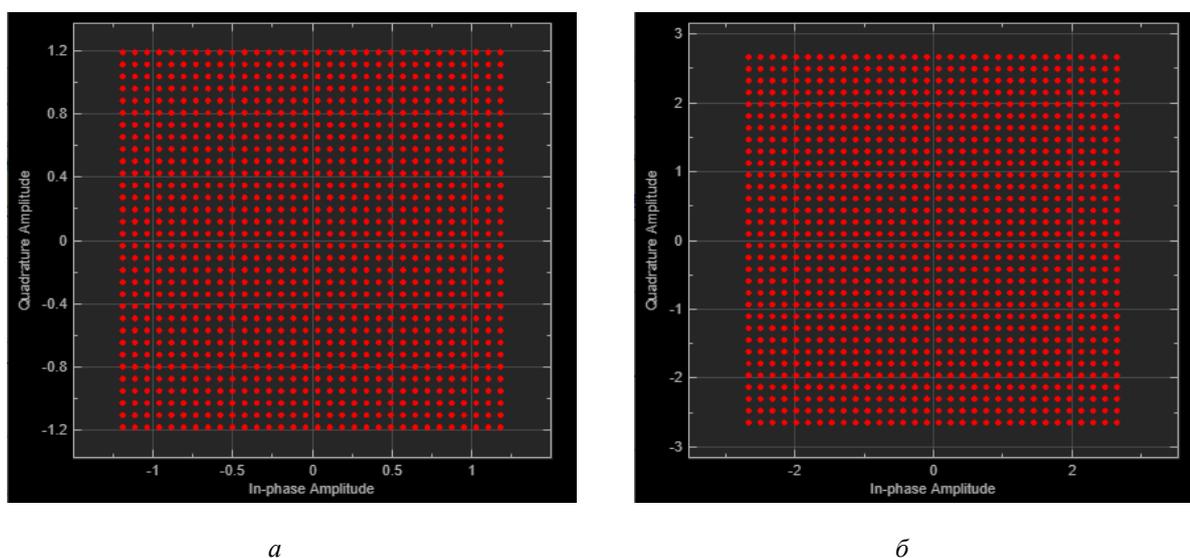


Рис. 3. Отображение сигнала созвездия 1 024-QAM для различных значений параметра *Average power, referenced to 1 ohm*: а – 1 watts, б – 5 watts

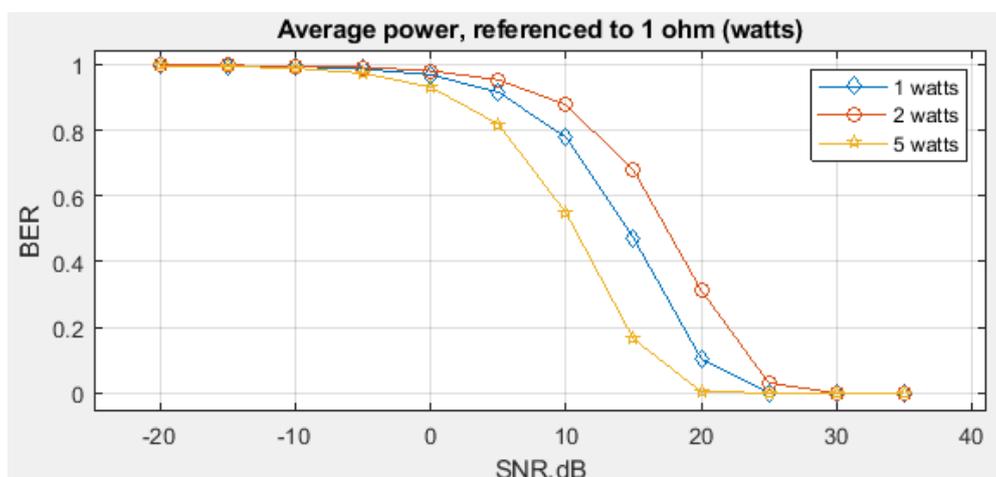


Рис. 4. Зависимость BER от SNR при различных значениях параметра *Average power, referenced to 1 ohm* для вида модуляции 1 024-QAM

Были определены значения  $BER$  для 3 значений *Average power, referenced to 1 ohm*: 1 Вт, 2 Вт, 5 Вт (рис.4). Полученные результаты свидетельствуют о том, что с увеличением мощности вероятность ошибки в исследуемой модели уменьшается.

Следующим этапом являлось определение  $BER/SNR$  в зависимости от различных типов модуляции. Результаты представлены на рис. 5.

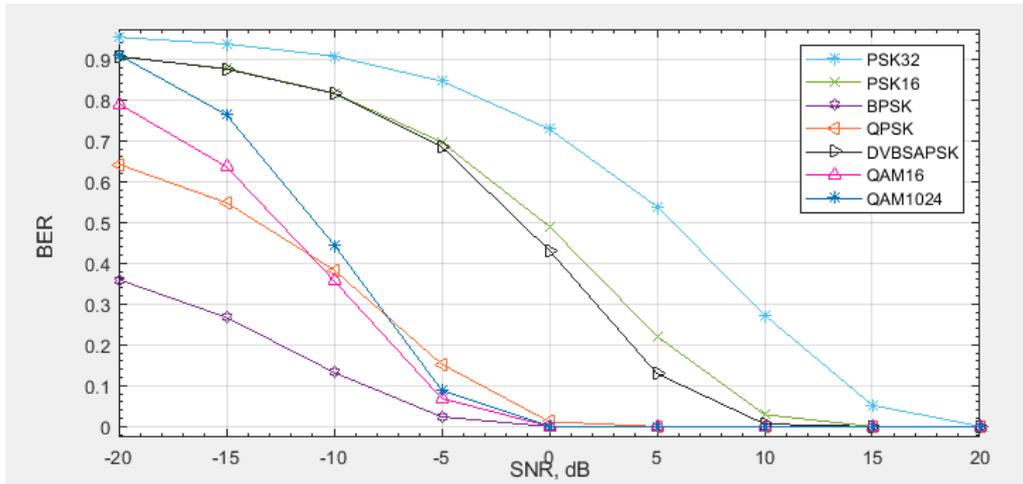
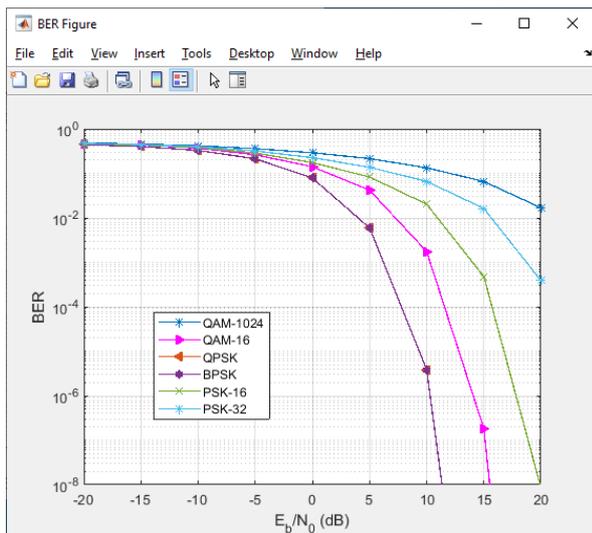


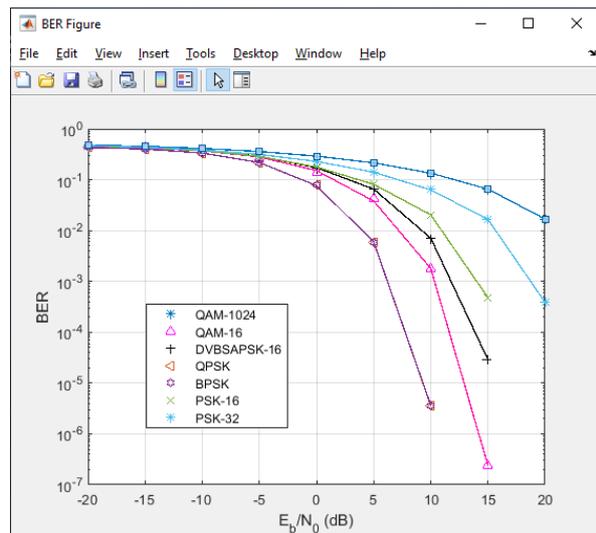
Рис. 5. Зависимость  $BER$  от  $SNR$  для различных вариантов модуляции

Однако при исследовании систем связи оперируют не отношением сигнал/шум, а величиной отношения энергии бита к плотности мощности шума –  $E_b/N_0$  [2].

Среда *MATLAB* обладает встроенным приложением *Bit Error Rate Analysis* [4], позволяющим вычислять  $BER$  в зависимости от  $E_b/N_0$ , с возможностью построения как теоретических значений (рис. 6, а), так и анализируя проектируемую модель (рис. 6, б). Но, к сожалению, построение теоретических графиков для модуляции *DVBS* не присутствует в данном инструментарии.



а



б

Рис. 6. Зависимость  $BER$  от  $E_b/N_0$  для различных вариантов модуляции: а – теоретические данные; б – значения, полученные на исследуемой системе

Исходя из рис. 6, можно сделать вывод, что теоретические данные в высокой степени соответствуют данным, полученным в результате применения автоматического подсчёта ошибок для исследуемой модели, а обрыв линий (рис. 6, б) свидетельствует о том, что уровень ошибки становится равным нулю при достижении следующего после обрыва значения  $Eb/N_0$ .

Таким образом, представленная модель показала себя достаточно эффективной с точки зрения изучения процессов, протекающих в цифровых системах связи с различными типами модуляций и является существенной основой методических рекомендаций по написанию курсового проекта для подготовки специалистов радиотехнических профилей.

Дальнейшими задачами в данном направлении являются:

1. Разработка единого блока управления, позволяющего задавать параметры всех элементов модели системы связи.
2. Разработка блока синхронизации, устраняющего различные искажения и рассогласования в исследуемой системе.
3. Применение разнообразных методов кодирования и декодирования передаваемой информации.
4. Анализ системы с использованием *MIMO (Multiple Input Multiple Output)* канала.
5. Реализация передачи и приёма реальной информации (аудио-сообщения), а не случайно сгенерированного сигнала.
6. Применение различных способов разделения каналов.
7. Осуществление передачи и приема нескольких сообщений одновременно.

### Список литературы

1. Губенина Т. Д., Галузина Ю. В., Селиванов А. С. Исследование упрощенной модели цифровой системы связи с использованием пакета имитационного моделирования MATLAB Simulink / Проспект Свободный – 2024: Материалы XX Международной научной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Красноярск, Сибирский федеральный университет, 15–20 апреля 2024 г.
2. Аверина Л. И. Системы цифровой связи: Учебное пособие / Издательский дом ВГУ, Воронеж. – 2016. – С. 45–46.
3. Степанова И. В., Патенченкова Е. К. Особенности построения систем широкополосного мобильного доступа технологии Wi-Fi / Научные исследования в космических исследованиях Земли. 2023. – 15 (6). – С. 34–42.
4. ЦИТМ Экспонента: Bit Error Rate Analysis [Электронный ресурс] – URL: <https://docs.exponenta.ru/comm/ref/biterrortrateanalysis-app.html>.

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ СТАНДАРТА *Wi-Fi*

Е. А. Соколова, Т. С. Попова, Д. Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: tanya\_popova\_2004@inbox.ru  
lizasokolova8134@gmail.com  
dchernikov@sfu-kras.ru

Приведены и анализируются результаты натурального эксперимента по оценке производительности беспроводных мультисервисных сетей стандарта *Wi-Fi*, построенных с использованием оборудования, производства компании *Huawei*. Измерения информационной скорости в беспроводной сети проведены с использованием утилиты *iperf3*.

Беспроводные сети стандарта *Wi-Fi*, безусловно являются достаточно характерным примером беспроводных мультисервисных пакетных сетей [1]. Как показывает практика, для пакетной телекоммуникационной сети наиболее важные параметры, характеризующие качество предоставления услуг – задержка и скорость передачи информации – являются случайными величинами. При многократном измерении скорости передачи и задержки информации экспериментальным способом можно во многом предсказать характер поведения всей беспроводной сети.

Экспериментальная оценка влияния упомянутых основных параметров пакетной сети передачи данных, построенной по технологии *Wi-Fi*, может быть дана на основе анализа результатов измерений информационной скорости  $V_{Wi-Fi}$ , полученных в ходе натурального эксперимента с использованием реального абонентского оборудования [2].

Схема проведения измерений представлена на рис. 1.

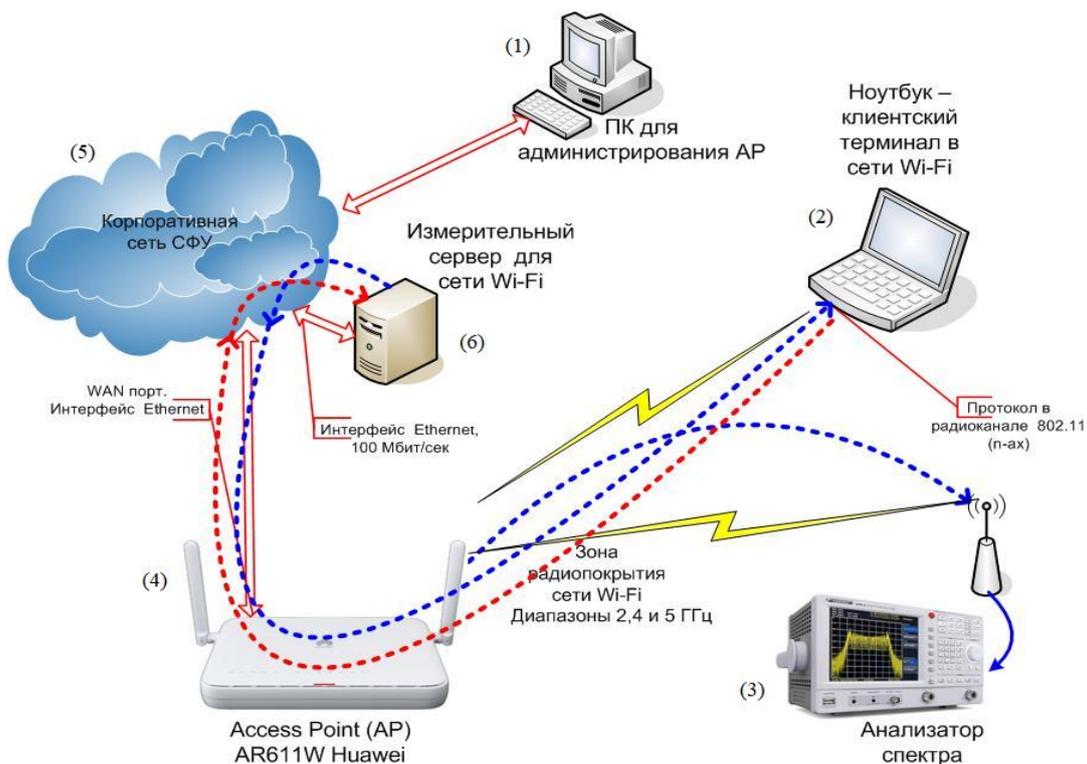


Рис. 1. Схема организации связи для выполнения радиоизмерений в сети *Wi-Fi*

Экспериментальная установка (рис. 1) включает в себя следующие устройства: ПК для администрирования *Access Point* (1), клиентское устройство (2), анализатор спектра (3), маршрутизатор *Huawei AR611W* (4) [4], корпоративную сеть СФУ (5), измерительный сервер для сети *Wi-Fi* (6).

Для получения большего количества данных о скорости передачи  $V_{Wi-Fi}$ , параметры точки доступа сети *Wi-Fi* изменялись при помощи *Web*-интерфейса *AR Web Platform*. Параметры включали в себя ширину спектра, номер частотного канала и уровень мощности сигнала.

В ходе проведения измерений, задаваемые параметры контролировались посредством анализатора спектра (3). Принимая с *Wi-Fi* эфира связной сигнал, анализатор спектра показывал его спектр.

Измерения информационной скорости  $V_{Wi-Fi}$  выполняются с помощью утилиты *iperf3* [5]. Для корректной работы с *iperf3* необходимо размещение клиентской и серверной части на различных устройствах, соединенных по беспроводной сети. Персональный компьютер (ноутбук) (2) использовался в качестве клиентского устройства, подключенного к сети *Wi-Fi*, сформированной точкой доступа *Access Point* (4). Персональный компьютер (6) – как измерительный сервер, подключенный посредством кабеля *Ethernet* через корпоративную сеть СФУ к точке доступа маршрутизатора *Huawei AR611W*.

Скорость  $V_{Wi-Fi}$  в радиоканале *Wi-Fi* является неотрицательной величиной, которая для целей данного исследования в реальной сети *Wi-Fi* может быть измерена по методике, изложенной в [2]. Под информационной скоростью  $V_{Wi-Fi}$  понимается количество бит в единицу времени, направленных в составе тестовых пакетов через сеть *Wi-Fi* на измерительный сервер с помощью команды следующего вида:

*iperf3 -c* «хост подключения» *-t* «время эксперимента» > «имя файла».txt, (1)

где *iperf3* – имя вызываемой утилиты; «*-c*» – ключ, означает использование компьютера в качестве клиента; «*-t*» – позволяет задать общую продолжительность теста (по умолчанию 10 с); «>» – признак записи результатов измерений в текстовый файл. Имя текстового файла указывалось в качестве одного из аргументов команды (1).

Набор возможных ключей для данной утилиты достаточно широк. Ниже в табл. 1 и 2 приведены примеры для сервисного и клиентского режима.

Таблица 1

Ключи для сервера

Ключ	Расшифровка	Описание
<i>-s</i>	<i>--server</i>	Запуск <i>iperf3</i> в режиме сервера
<i>-D</i>	<i>--daemon</i>	Сервер в фоновом режиме, стандартный вывод можно переназначить в файл
<i>-I</i>	<i>--pidfile file</i>	Использовать стандартный ввод для передачи
<i>-l</i>	<i>--one-off</i>	Размер пакетов; по умолчанию используется 8К для <i>TCP</i> и 1470 для <i>UDP</i>

Таблица 2

Ключи для клиента

Ключ	Расшифровка	Описание
<i>-c</i>	<i>--client &lt;хост&gt;</i>	Запустить <i>iperf3</i> в режиме клиента, подключившись к хосту
<i>-u</i>	<i>--udp</i>	Протокол <i>UDP</i> вместо <i>TCP</i>
<i>-b</i>	<i>--bandwidth #[KMG][/#]</i>	Для <i>UDP</i> тестирования, задаётся на клиентской стороне; по умолчанию – 1 Мбит/с
<i>-t</i>	<i>--time #</i>	Время тестирования в секундах (по умолчанию 10 с)

В рамках данной работы передача потока данных в радиоканале *Wi-Fi* рассматривается только в соответствии с протоколом *TCP*, который предусматривает подтверждение клиента о правильном приёме каждого пакета данных и перезапрос передачи пакета, который был принят с ошибкой.

Измерения проводились в диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц. Результаты спектральных измерений связанных сигналов и соответствующие результаты измерений информационной скорости  $V_{Wi-Fi}$  при передаче *TCP* трафика для диапазона 2,4 ГГц представлены на рис. 2 и 3. На рис. 4 и 5 представлены результаты измерений для диапазона 5 ГГц.

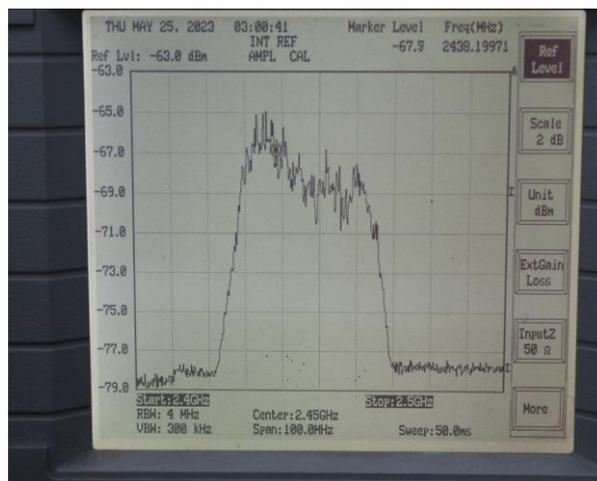
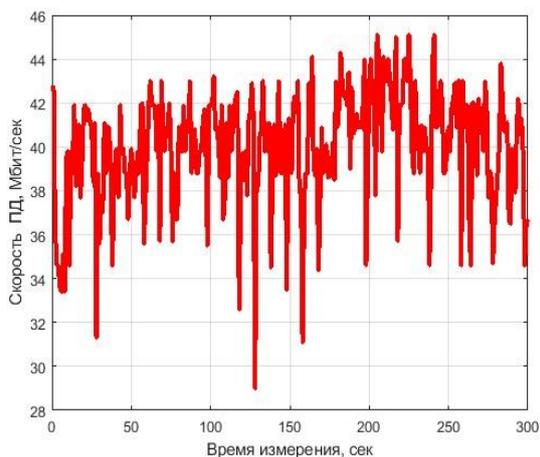


Рис. 2. Временная зависимость скорости передачи данных для ширины спектра 20 МГц в диапазоне 2,4 ГГц

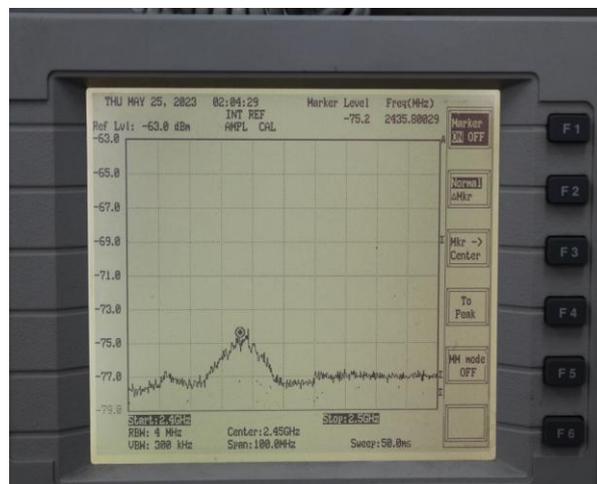
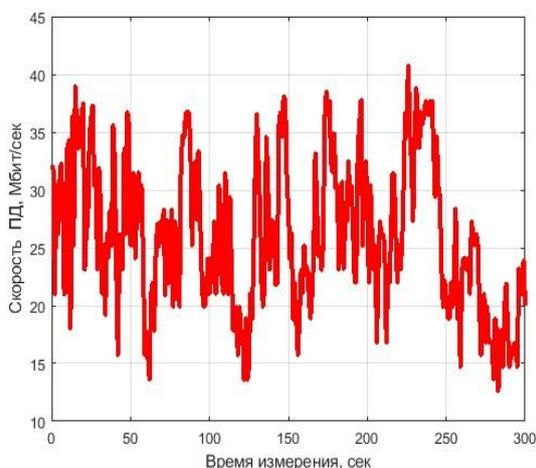


Рис. 3. Временная зависимость скорости передачи данных для ширины спектра 40 МГц в диапазоне 2,4 ГГц

Скорость передачи информации на рис. 2 и 4 не превышает 100 Мбит/с. Подобный предел объясняется превалирующим оборудованием в корпоративной сети СФУ, производительность которого составляет 100 Мбит/с.

Аналогично схеме организации связи (рис. 1) были проведены дополнительные измерения скорости  $V_{Wi-Fi}$  (рис. 5) в диапазоне 5 ГГц для ширины полосы 80 МГц. Высокие значения информационной скорости обусловлены подключением

измерительного сервера непосредственно к WAN-порту *Wi-Fi* роутера. Возникшие кратковременные спады информационной скорости, скорее всего, являются следствием наличия каких-то дополнительных вычислительных процедур, выполняемых на клиентской или серверной частях используемой схемы измерений (рис. 1), и должны быть исключены для корректного проведения задач дальнейшей статистической обработки.

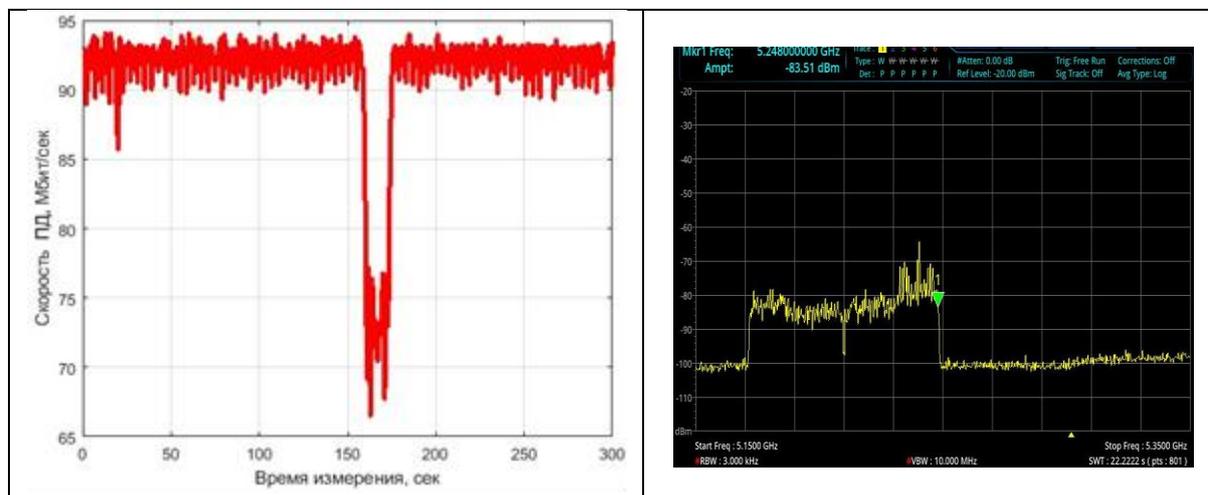


Рис. 4. Временная зависимость скорости передачи данных для ширины спектра 40 МГц в диапазоне 5 ГГц

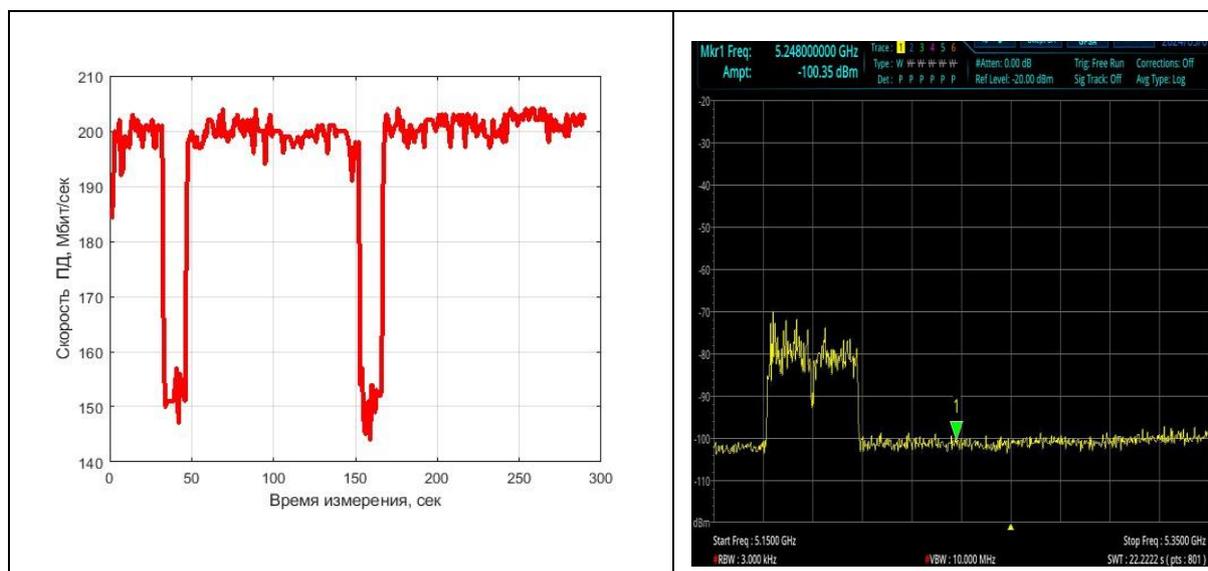


Рис. 5. Временная зависимость скорости передачи данных для ширины спектра 80 МГц в диапазоне 5 ГГц

Передача полезной информация осуществлялась между клиентским устройством (ноутбуком) и измерительным сервером (ПК) в диапазоне 2,4 ГГц в соответствии с протоколом 802.11n. В диапазоне 5 ГГц такого рода взаимодействие происходило с использованием протокола 802.11ac [4]. Именно эта разница послужила основной причиной различий в полученных значениях информационной скорости.

Помимо измерений информационной скорости  $V_{Wi-Fi}$  и данных о спектре сигнала, были проанализированы сети *Wi-Fi* маршрутизатора *Huawei AR611W*.

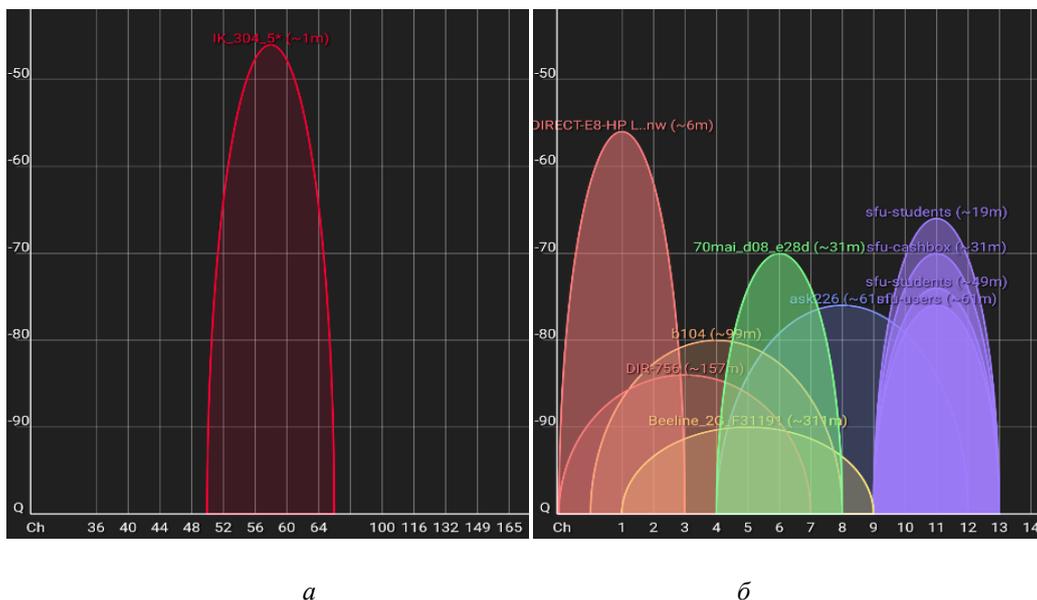


Рис. 6. Занятость каналов: *a* – для диапазона частот 2,4 ГГц; *б* – для диапазона 5 ГГц

Диапазон 2,4 ГГц (рис. 6, *a*) насчитывает 10 сетей *Wi-Fi*, каждая пересекается минимум с одним занятым соседним каналом. На канале под номером 11 расположилось 4 точки доступа с идентичной шириной спектра связного сигнала, что говорит о высоком уровне помех и низкой скорости *Wi-Fi*-соединения. На диапазоне 5 ГГц (рис. 6, *б*) существует одна сеть в 58 канале. Данная сеть обеспечивает стабильное соединение с минимальными потерями данных и высокую пропускную способность.

### Список литературы

1. Лиэри Дж, Рошан П. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11. М.: Издательский дом "Вильямс", 2004. – 304 с.
2. Забродин А. Н., Войцеховский В. Н., Черников Д. Ю. Особенности измерения параметров мультисервисной сети связи на основе технологии Wi-Fi. В сборнике: *Фундаментальные основы, теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики.* // Материалы 19-ой Международной молодежной научно-практической конференции. – 2018. – С. 287–292.
3. Технологии современных беспроводных сетей Wi-Fi : учебное пособие / Е. В. Смирнова, А. В. Пролетарский [и др]. М.: Издательство МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2017. – 446 с.
4. <https://ru-huawei.com/marshrutizator-huawei-ar611w/> [19.02.2024].
5. Утилита iPerf [iPerf – The TCP, UDP and SCTP network bandwidth measurement tool]. URL: <https://iperf.fr/> [19.02.2024].

## РЕАЛИЗАЦИЯ СЕТЕВЫХ ВИРТУАЛЬНЫХ РЕСУРСОВ СРЕДСТВАМИ *DOCKER*

А. В. Цыпцов, Д. Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: arinacypcova@gmail.com  
dchernikov@sfu-kras.ru

Рассмотрено и обсуждается применение технологий контейнеризации для формирования и использования виртуальных ресурсов в качестве среды подготовки и выполнения прикладного программного обеспечения, перспективного для включения в состав современных телекоммуникационных систем. Упомянутое направление всё больше популяризируется благодаря не только простоте использования и управления, но и меньшим затратам на физическое оборудование, а также лёгкой переносимости между разными платформами. Настройка виртуальных ресурсов сети средствами контейнеризации позволяет обеспечить необходимую изоляцию приложений, которая на данный момент является необходимым условием безопасности - важнейшим требованием, характерным для всех информационных систем.

Как известно контейнеризация – это технология изоляции приложений и их зависимостей путём упаковки в единое исполняемое окружение – контейнер [1]. Как правило, для запуска платформы контейнеризации используется общее ядро операционной системы. В данной работе для этих целей используется ядро ОС *Linux Ubuntu* версии 22.04 [1; 2].

*Docker* [3] – одна из платформ, которая позволяет упаковать в контейнер приложение со всем окружением и зависимостями, а затем доставить и запустить его в целевой системе. При этом приложение, упакованное в контейнер, изолируется от операционной системы и других приложений.

Пространства имён – одна из особенностей ядра *Linux*, обеспечивающая процессы собственным системным представлением, тем самым изолируя независимые процессы друг от друга. Пространства имён определяют набор ресурсов, которые может использовать процесс (нельзя взаимодействовать с тем, что не видно). На высоком уровне они позволяют тонко разделять глобальные ресурсы операционной системы, такие как: точки монтирования, сетевой стек и утилиты межпроцессного взаимодействия.

На данный момент доступны семь пространств имён:

- *PID*: изоляция дерева системных процессов;
- *NET*: изоляция сетевого стека хоста;
- *MNT*: изоляция точек монтирования файловой системы хоста;
- *UTS*: изоляция имени хоста;
- *IPC*: изоляция утилит межпроцессного взаимодействия (сегменты разделяемой памяти, семафоры);
- *USER*: изоляция *ID* пользователей системы;
- *CGROUP*: изоляция виртуальной файловой системы *cgroup* хоста.

В данной статье рассматривается и достаточно подробно разбирается процедура изоляции сетевого стека. Что представляет собой сетевой стек показано на рис. 1.

*Iptables* – инструмент управления сетью в *Linux*, позволяющий управлять входящими и исходящими пакетами данных. Это основной инструмент для настройки межсетевых экранов в системах *Linux*.

Существует четыре основные таблицы:

- *Filter* – основная таблица, используемая для фильтрации пакетов;

- *NAT* – таблица используется для настройки *NAT (Network Address Translation)*;
- *Mangle* – таблица используется для специальной обработки пакетов;
- *Raw* – таблица используется для обхода системы отслеживания состояний.

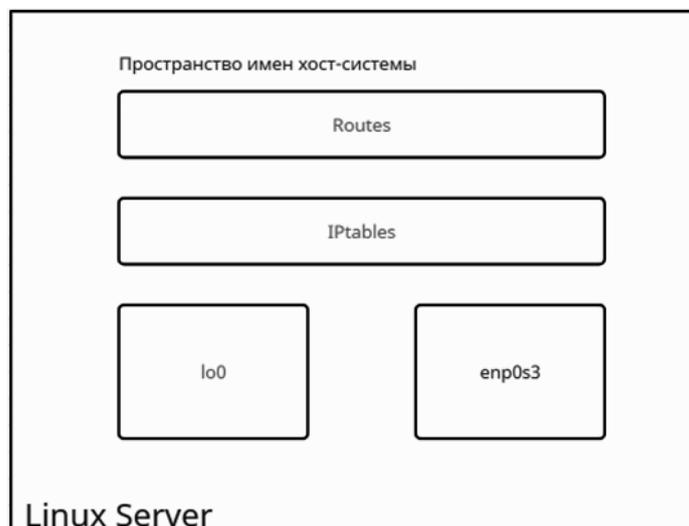


Рис. 1. Компоненты сетевого стека на сервере: *Routes* – таблица маршрутизации, *Lo0* и *Eth0* – *Loopback* и сетевые интерфейсы

Каждая таблица состоит из набора цепочек. Цепочки – это последовательности правил, которые применяются к пакетам.

В *Iptables* есть три встроенные цепочки (рис. 2):

- *INPUT* – цепочка применяется к пакетам, которые предназначены для самой системы;
- *FORWARD* – цепочка применяется к пакетам, которые проходят через систему;
- *OUTPUT* – цепочка применяется к пакетам, которые исходят из системы.

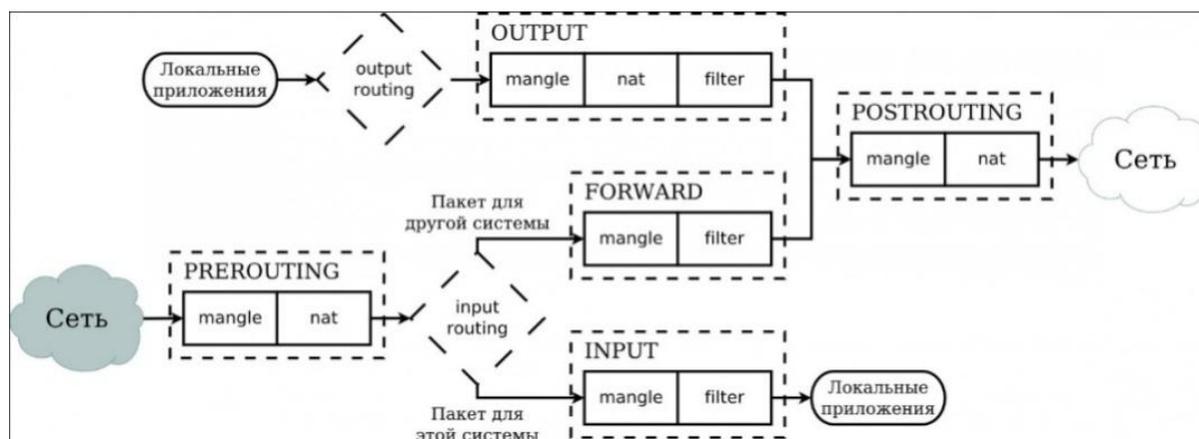


Рис. 2. Принцип работы *iptables*

Сетевой стек хост-системы:

```
arina@arina-VirtualBox:~$ ip link list
1: lo: <LOOPBACK,UP,LOWER_UP> mtu 65536 qdisc noqueue state UNKNOWN
mode DEFAULT group default qlen 1000
link/loopback 00:00:00:00:00:00 brd 00:00:00:00:00:00
```

```

2: enp0s3: <BROADCAST,MULTICAST,UP,LOWER_UP> mtu 1500 qdisc fq_codel
state UP mode DEFAULT group default qlen 1000
    link/ether 08:00:27:ab:39:f5 brdff:ff:ff:ff:ff:ff

arina@arina-VirtualBox:~$ ip route list
default via 10.0.2.2 dev enp0s3 proto dhcpmetric 100
10.0.2.0/24 dev enp0s3 proto kernel scope link src 10.0.2.15 metric
100
169.254.0.0/16 dev enp0s3 scope link metric 1000

[root@arina-VirtualBox: # iptables --list-rules
-P INPUT ACCEPT
-P FORWARD ACCEPT
-P OUTPUT ACCEPT

```

### Создание изолированного пространства имен и запуск в нём *bash*:

```

root@arina-VirtualBox:~# ip netns add ns01
root@arina-VirtualBox:~# ip netns exec ns01 bash
root@arina-VirtualBox:~# ip a
1: lo: <LOOPBACK> mtu 65536 qdisc noop state DOWN group default qlen
1000
link/loopback 00:00:00:00:00:00 brd 00:00:00:00:00:00
root@arina-VirtualBox:~# ip route list
root@arina-VirtualBox:~# iptables --list-rules
-P INPUT ACCEPT
-P FORWARD ACCEPT
-P OUTPUT ACCEPT

```

Вывод командной строки явно указывает на то, что запущенный процесс *bash* в пространстве имён изолирован от основной хост-системы. Также можно сказать, что изолированные и ограниченные процессы в *Linux* представляют собой контейнеры (рис. 3).

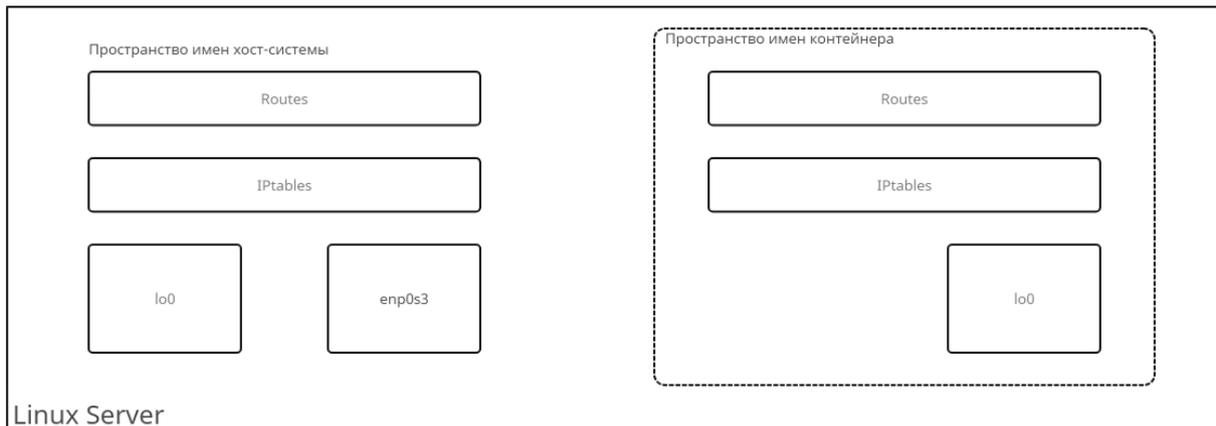


Рис. 3. Сервер с изолированным контейнером

Далее необходимо создать виртуальные интерфейсы *Ethernet* и связать их с корневым пространством имён. Для этого один из интерфейсов необходимо переместить в *ns01*:

```

root@arina-VirtualBox:~# ip link add veth0 type veth peer name virt0
root@arina-VirtualBox:~# ip link list
1: lo: <LOOPBACK,UP,LOWER_UP> mtu 65536 qdisc noqueue state UNKNOWN
mode DEFAULT group default qlen 1000

```

```

link/loopback 00:00:00:00:00:00 brd 00:00:00:00:00:00
2: enp0s3: <BROADCAST,MULTICAST,UP,LOWER_UP> mtu 1500 qdisc fq_codel
state UP mode DEFAULT group default qlen 1000
link/ether 08:00:27:ab:39:f5 brdff:ff:ff:ff:ff:ff
3: virt0@veth0: <BROADCAST,MULTICAST,M-DOWN> mtu 1500 qdisc noop state
DOWN mode DEFAULT group default qlen 1000
link/ether 8e:54:bf:88:63:df brdff:ff:ff:ff:ff:ff
4: veth0@virt0: <BROADCAST,MULTICAST,M-DOWN> mtu 1500 qdisc noop state
DOWN mode DEFAULT group default qlen 1000
link/ether da:bd:63:2d:07:98 brdff:ff:ff:ff:ff:ff
root@arina-VirtualBox:~# ip link set virt0 netns ns01
root@arina-VirtualBox:~# ip link list
1: lo: <LOOPBACK,UP,LOWER_UP> mtu 65536 qdisc noqueue state UNKNOWN
mode DEFAULT group default qlen 1000
link/loopback 00:00:00:00:00:00 brd 00:00:00:00:00:00
2: enp0s3: <BROADCAST,MULTICAST,UP,LOWER_UP> mtu 1500 qdisc fq_codel
state UP mode DEFAULT group default qlen 1000
link/ether 08:00:27:ab:39:f5 brdff:ff:ff:ff:ff:ff
4: veth0@if3: <BROADCAST,MULTICAST> mtu 1500 qdisc noop state DOWN
mode DEFAULT group default qlen 1000
link/ether da:bd:63:2d:07:98 brdff:ff:ff:ff:ff:ff link-netns ns01

```

### Включение интерфейсов и назначение IP-адресов.

#### Хост-система:

```

root@arina-VirtualBox:~# ip link set veth0 up
root@arina-VirtualBox:~# ip addr add 10.0.0.10/24 dev veth0

```

#### Контейнер:

```

root@arina-VirtualBox:~# ip link list
1: lo: <LOOPBACK> mtu 65536 qdisc noop state DOWN mode DEFAULT group default
qlen 1000
link/loopback 00:00:00:00:00:00 brd 00:00:00:00:00:00
3: virt0@if4: <BROADCAST,MULTICAST> mtu 1500 qdisc noop state DOWN mode
DEFAULT group default qlen 1000
link/ether 8e:54:bf:88:63:df brdff:ff:ff:ff:ff:ff link-netnsid 0
root@arina-VirtualBox:~# ip link set lo up
root@arina-VirtualBox:~# ip link set virt0 up
root@arina-VirtualBox:~# ip addr add 10.0.0.20/24 dev virt0

```

### Проверка соединений.

#### Контейнер – Хост-система:

```

root@arina-VirtualBox:~# ping -c 2 10.0.0.10
PING 10.0.0.10 (10.0.0.10) 56(84) bytes of data.
64 bytes from 10.0.0.10: icmp_seq=1 ttl=64 time=0.024 ms

```

#### Хост-система – Контейнер:

```

root@arina-VirtualBox:~# ping -c 2 10.0.0.20
PING 10.0.0.20 (10.0.0.20) 56(84) bytes of data.
64 bytes from 10.0.0.20: icmp_seq=1 ttl=64 time=0.029 ms

```

Исходя из последнего видно, что хост-система и контейнер успешно взаимодействуют между собой (рис. 4).

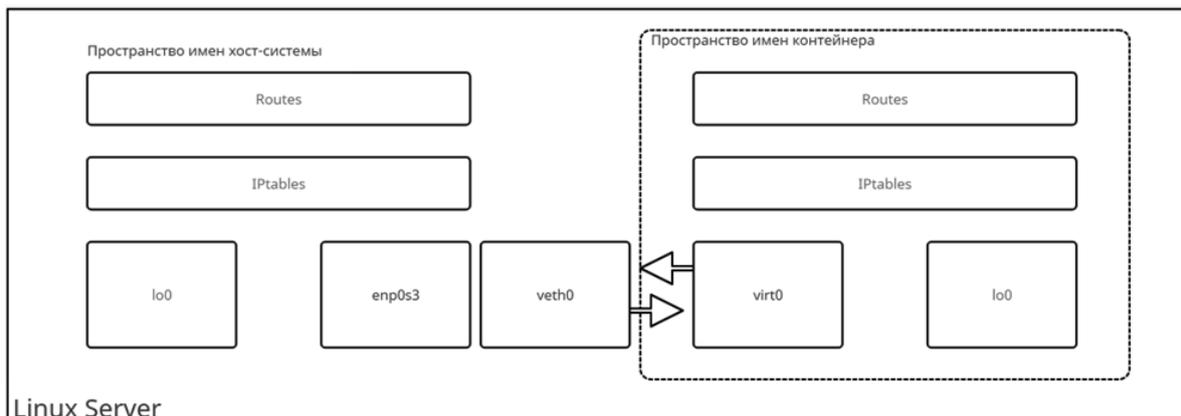


Рис. 4. Взаимодействие сервера с контейнером

Создание второго контейнера:

```
root@arina-VirtualBox:~# ip netns add ns02
root@arina-VirtualBox:~# ip link add veth1 type veth peer name virt1
root@arina-VirtualBox:~# ip link set veth1 up
root@arina-VirtualBox:~# ip addr add 10.0.0.11/24 dev veth1
root@arina-VirtualBox:~# ip link set virt1 netns ns02
```

При попытке установить соединение двух контейнеров друг с другом и хост-системой произойдет конфликт *IP*-адресов, так как контейнеры находятся в одной подсети. Второму контейнеру будет недоступна хост-система и первый контейнер. Необходимо либо поместить контейнеры в разные подсети, либо использовать соединение с помощью моста (рис. 5).

*Bridge* устройство *Linux* представляет собой виртуальный сетевой коммутатор. Он пересылает пакеты между интерфейсами, которые к нему подключены. Во избежание сетевых ошибок необходимо пересоздать контейнеры и вновь назначить *IP*-адреса.

Создание моста и подключение контейнеров:

```
root@arina-VirtualBox:~# ip link add br0 type bridge
root@arina-VirtualBox:~# ip link set br0 up
root@arina-VirtualBox:~# ip link set veth0 master br0
root@arina-VirtualBox:~# ip link set veth1 master br0
```

Для соединения хост-системы с контейнерами необходимо прописать *IP*-адрес для *br0*:

```
root@arina-VirtualBox:~# ip addr add 10.0.0.1/24 dev br0
root@arina-VirtualBox:~# ping -c 2 10.0.0.10
PING 10.0.0.10 (10.0.0.10) 56(84) bytes of data.
64 bytes from 10.0.0.10: icmp_seq=1 ttl=64 time=0.057 ms
root@arina-VirtualBox:~# ping -c 2 10.0.0.20
PING 10.0.0.20 (10.0.0.20) 56(84) bytes of data.
64 bytes from 10.0.0.20: icmp_seq=1 ttl=64 time=0.082 ms
```

Для подключения контейнеров к внешнему миру необходимо включить пересылку пакетов:

```
root@arina-VirtualBox:~# echo 1 > /proc/sys/net/ipv4/ip_forward
```

Данное изменение сделало хост-машину маршрутизатором, а интерфейс *bridge* стал шлюзом по умолчанию для контейнеров. Также необходимо настроить *Iptables*:

```
root@arina-VirtualBox:~# iptables -tnat -APOSTROUTING -s 10.0.0.0/24 !
-obr0 -jMASQUERADE
```

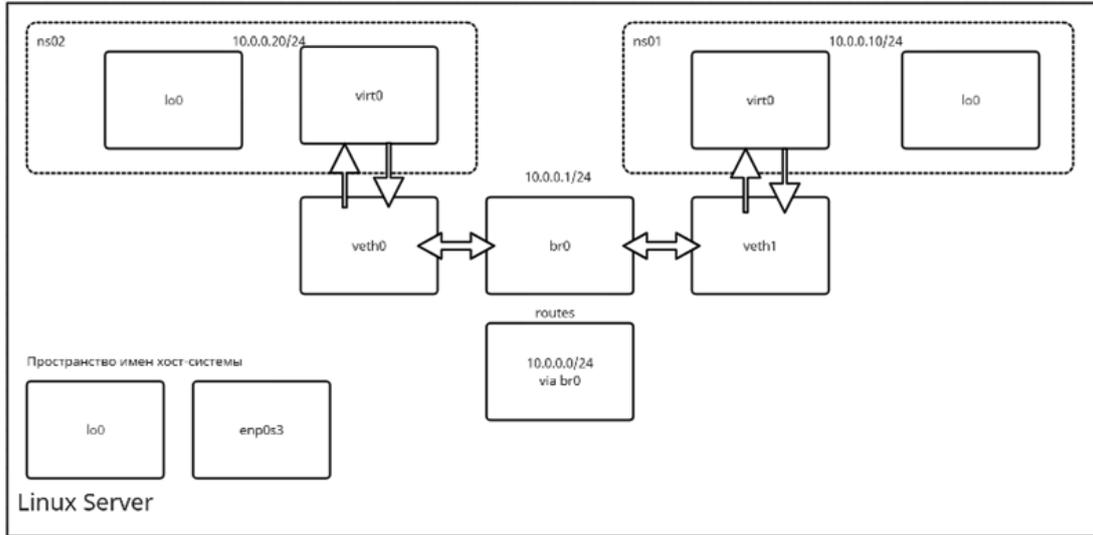


Рис. 5. Взаимодействие контейнеров между собой через мост

Добавляем новое правило в *NAT* таблицу *POSTROUTING* цепочки, которое маскирует все пакеты, отправленные в 10.0.0.0/24, за исключением тех, которые отправляются в *bridge* интерфейс (рис. 6).

Проверка внешнего соединения:

```
root@arina-VirtualBox:~# nsenter --net=/run/netns/netns01 ping -c 2
8.8.8.8
PING 8.8.8.8 (8.8.8.8) 56(84) bytes of data.
64 bytes from 8.8.8.8: icmp_seq=1 ttl=115 time=9.29 ms.
```

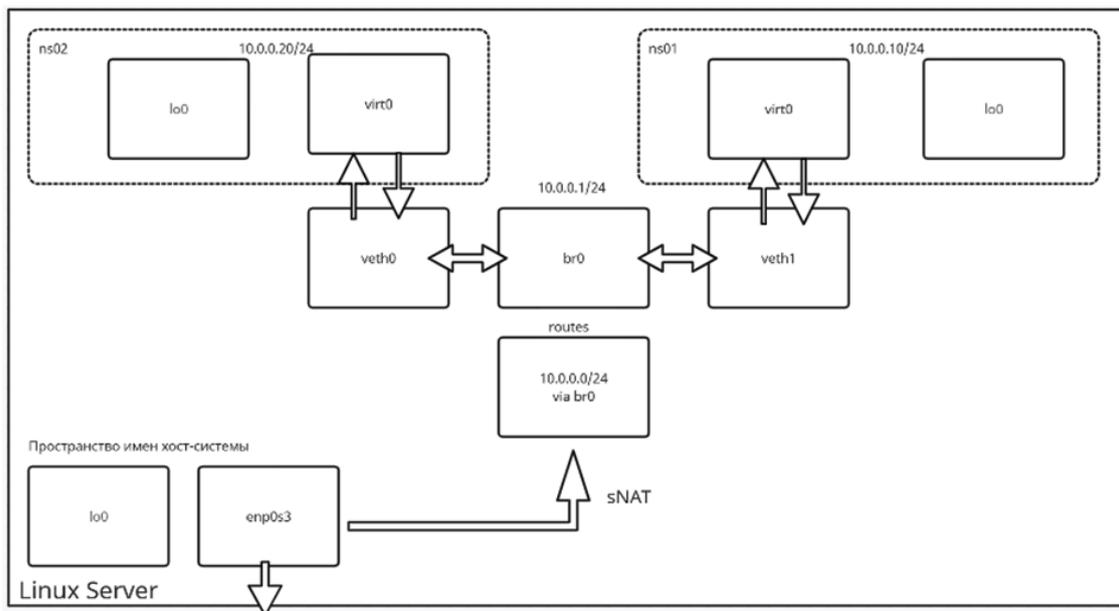


Рис. 6. Взаимодействие контейнеров с внешним миром с помощью *NAT*

Таким образом, ключевое преимущество технологии *Docker* состоит в том, что она позволяет пользователям «упаковать приложение со всеми его зависимостями в стандартизированный модуль» для разработки. В отличие от виртуальных машин, контейнеры не создают такой дополнительной нагрузки, поэтому с ними можно использовать систему и ресурсы более эффективно.

### Список литературы

1. Сравнение Kubernetes и Docker. [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.oracle.com/> [Дата обращения – 22.04.2024 г]
2. Docker and Kubernetes. [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.docker.com> [Дата обращения – 22.04.2024 г]
3. Docker. Основы работы с контейнерами. [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://smartiqa.ru> [Дата обращения – 22.04.2024 г]

# КОГНИТИВНЫЕ МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИСПРАВЛЕНИЯ ОШИБОК В ДВОИЧНОМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ КОДЕ

В. М. Чернов, Д. Ю. Черников (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: mister.vadim2003@gmail.com

В настоящей статье рассматривается современный подход к обнаружению ошибок в двоичном коде с применением когнитивных методов. Автор анализирует актуальность проблемы точности данных в условиях растущего объёма информационных потоков и увеличения сложности информационных систем. Исследуется потенциал применения знаний и приёмов, зародившихся на стыке когнитивной науки и информационных технологий для повышения эффективности поиска и исправления ошибок в коде.

Актуальность проблемы обнаружения и исправления ошибок в двоичном коде присутствует с момента появления цифровой обработки сигналов. По мере быстрого прогрессирующего развития цифровой элементной базы представленная проблема требует более качественного и оптимального решения для её устранения.

На данный момент существует множество различных методов обнаружения и исправления ошибок, наиболее популярные из них с кратким описанием принципа работы представлены в табл. 1 [1; 2].

В связи с быстрым прогрессом в области когнитивных наук и развитием нейросетей были поставлены следующие вопросы: возможно ли обнаруживать и исправлять ошибки в двоичном последовательном коде посредством обработки при помощи искусственного интеллекта (ИИ), прослеживается ли какая-либо зависимость между количеством символов, используемых в слове, и количеством возможных исправленных нейросетью ошибок.

В качестве используемой для решения поставленной задачи нейросети было принято решение выбрать ИИ *ChatGPT4* от компании *OpenAI*, поскольку на данный момент он является самой продвинутой доступной моделью нейросети. [3] Для объективной оценки полученных результатов был проведен следующий эксперимент: буквы алфавита русского языка были представлены в виде 5-битной двоичной кодовой последовательности (табл. 2), нейросети предлагалось расшифровать слово и представить его в текстовом формате; по мере продвижения хода эксперимента количество использованных в слове символов и возможных исправленных ошибок увеличивалось.

Таблица 1

Методы обнаружения ошибок и принципы работы

Методы обнаружения и исправления ошибок	Краткое описание принципа работы	Количество возможных исправляемых ошибок
Проверка на чётность ( <i>Parity Check</i> )	В каждом пакете данных есть один бит чётности. Он устанавливается во время записи (или отправки) данных и затем рассчитывается и сравнивается во время чтения (получения) данных.	Этот метод не позволяет восстановить данные, но может обнаружить одиночную ошибку.
<i>CRC</i> (Циклический избыточный код, <i>Cyclic Redundancy Check</i> )	Основывается на свойствах деления с остатком многочлена (двоичное число). Результатом <i>CRC</i> является остаток от деления многочлена, соответствующий исходным данным, на порождающий многочлен фиксированной длины.	Метод не позволяет восстановить данные.

Продолжение таблицы 1

Контрольные суммы ( <i>Checksums</i> )	Подсчитывается сумма чисел передаваемой последовательности данных до и после сеанса передачи. Суммы сравниваются, в случае несовпадения фиксируется ошибка.	Метод не позволяет восстановить данные.
Код Хэмминга	Код Хэмминга состоит из двух частей. Первая часть кодирует исходное сообщение, вставляя в него в определённых местах контрольные биты. Вторая часть получает входящее сообщение и заново вычисляет контрольные биты.	Способен обнаружить и исправить одну ошибку.
Коды БЧХ (Боуза-Чоудхури-Хоквингема)	Для кодирования кодами БЧХ применяются те же методы, что и для кодирования циклическими кодами.	Способен обнаружить и исправить более двух ошибок.
Коды Рида-Соломона	Добавляет к данным $t = n - k$ (где $n$ – длина блока, $k$ – длина сообщения) контрольных символов.	Код Рида-Соломона может обнаруживать (но не исправлять) любую комбинацию до $t$ ошибочных символов, или находить и исправлять до $\lfloor t/2 \rfloor$ ошибочных символов в неизвестных местах.

Таблица 2

Система кодирования

Символ	Двоичный код	Символ	Двоичный код	Символ	Двоичный код
А	00000	Л	01011	Ц	10110
Б	00001	М	01100	Ч	10111
В	00010	Н	01101	Ш	11000
Г	00011	О	01110	Щ	11001
Д	00100	П	01111	Ъ	11010
Е	00101	Р	10000	Ы	11011
Ж	00110	С	10001	Ь	11100
З	00111	Т	10010	Э	11101
И	01000	У	10011	Ю	11110
Й	01001	Ф	10100	Я	11111
К	01010	Х	10101		

Условия и результаты поставленного эксперимента представлены ниже (табл. 3). Для более достоверных результатов использовались различные слова одинаковой длины. С каждым новым словом количество ошибок в двоичной кодовой последовательности увеличивалось на 1.

В ходе эксперимента было выяснено, что место расположения ошибки сильно влияет на результат. Если восстанавливаемый символ находится в начале или конце кодовой последовательности, то вероятность удачного восстановления исчезнувшего символа возрастает, поскольку в первую очередь ИИ подставляет символы именно на эти позиции.

Как видно из полученных результатов, восстановление символов незначительно зависит от количества ошибок в двоичной кодовой последовательности. Наибольшее влияние на восстановление символов оказывают ошибки, возникающие внутри модели нейросети.

## Результаты эксперимента

Длина слова	Слово	Кодовая последовательность	Кодовая последовательность с ошибками	Результат
5	КОШКА	01010 01110 11000 01010 00000	01010 01110 1100 01010 00000	Пропущенный символ был восстановлен
	ЗАРЯД	00111 00000 10000 11111 00100	00111 00000 1000 11111 0010	Пропущенные символы были восстановлены только со второй попытки
	ЯГОДА	11111 00011 01110 00100 00000	1111 00011 0110 00100 0000	Пропущенные символы были восстановлены с первого раза
	БОБЕР	00001 01110 00001 00101 10000	00001 0110 0001 0010 1000	На восстановление потребовалось более 5 попыток
8	АКАДЕМИЯ	00000 01010 00000 00100 00101 01100 01000 11111	00000 01010 00000 00100 0101 01100 01000 11111	Пропущенный символ был восстановлен
	МАГНЕЗИЯ	01100 00000 00011 01101 00101 00111 01000 11111	01100 0000 00011 01101 00101 0011 01000 11111	Пропущенные символы были восстановлены
	ФАНТАЗИЯ	10100 00000 01101 10010 00000 00111 01000 11111	10100 00000 0110 10010 00000 00111 0100 1111	Пропущенные символы были восстановлены только с 3 попытки
	ЭКОЛОГИЯ	11101 01010 01110 01011 01110 00011 01000 11111	1110 01010 0111 01011 01110 0001 01000 1111	Пропущенные символы были восстановлены

Анализируя ход работы и полученные результаты можно прийти к выводу, что, несомненно, при помощи нейросетей возможно обнаруживать и исправлять ошибки в двоичной кодовой последовательности, однако на данный момент точность исправления уступает другим используемым методам. Тем не менее, не стоит исключать вариант совмещения использования когнитивных технологий с существующими методами исправления ошибок. Также предполагается, что с прогрессом вычислительных мощностей ИИ его использование в целях исправления ошибок в двоичной кодовой последовательности действительно может оказаться наиболее оптимальным существующим вариантом решения данной проблемы.

## Список литературы

1. Исследование формирования блоковой контрольной суммы (BCC) передаваемых данных / О. А. Турдиев, В. В. Яковлев, С. В. Клименко, А. Х. Болтаев // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2019. – № 6. – С. 72–78.
2. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки: Пер. с англ. М.: Мир, 1976. – 594 с.
3. Genbot – URL: <https://genbot.ru/chat/neiroset-online-GPT4> (дата обращения: 25.04.2024).

## ВОЗМОЖНОСТИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В РАЗРЕШЕНИИ ПРОБЛЕМ В ОБЛАСТИ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ

А. Д. Шилов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: str2000.07@gmail.com

Доклад посвящён искусственному интеллекту, его возможностям и ролям в области информационных коммуникаций. Рассмотрены два варианта применения: мониторинг на основе базы данных современных АТС и нейросетевая маршрутизация.

Искусственный интеллект (ИИ) кардинально изменил информационные технологии, превращая инфокоммуникационные сети и системы в умные и эффективные инструменты цифрового развития во всём мире. Применение ИИ в телефонии открывает перед пользователями и производителями возможности для улучшения качества обслуживания, оптимизации процессов и повышения эффективности коммуникации.

На данный момент существующие проблемы в области инфокоммуникации всё ещё требуют наличие человека для диагностики и решения. Это происходит следующим образом. Как правило, сообщение о проблеме может поступить от пользователя напрямую или с помощью заранее настроенного алгоритма оповещения. Анализ данных предполагает обращение к сервису мониторинга для поиска нужной информации и осмотр оборудования. В результате выполнения анализа появляется гипотеза – вероятная причина проблемы. Далее необходимо проверить её и приступить к решению выявленной неисправности.

Большую часть работы можно заставить выполнять ИИ. Для этого необходимо сформировать «учебник» (базу данных), в котором в неявном виде содержится информация о результатах интеллектуального мониторинга, проводимого сенсорной сетью: времени, месте, типе оборудования и т. д и т. п.; о причинах, последствиях и способах обеспечения оптимального функционирования.

Существует возможность научить ИИ работать с *Call Detail Record (CDR)* [1]. Современные телефонные станции, как например Российский Телефонный Узел (РТУ) [2] или *SMG* [3] обладают возможностью ведения учёта входящих и исходящих вызовов путём формирования *CDR*. На рис. 1 приведён пример такой записи.

```
;2023-10-31 01:19:04;989128121212;989128121212;8652111111;11111;2023-10-31 01:19:06;2023-10-31 01:23:25;259;16;user answer;answer;trunk-N323;10.44.1.100;trunk-N323;10.45.215.168;N323-VT_out;N323-ZVK-850;
```

Рис. 1. Пример *CDR* записи на РТУ

Далее эти записи один раз в установленный промежуток времени формируют файл и выгружаются на *File Transfer Protocol (FTP)* сервер [4]. После этого оператор вручную или с помощью специального классического сервиса может провести анализ нужного абонента.

В настоящее время появился запрос на программное обеспечение, способное не только выполнить сбор статистики, но и опознать проблему, сообщить о неполадке персоналу и предложить наиболее эффективный вариант решения.

Применение искусственного интеллекта в процессе решения проблем улучшает качество предоставляемых услуг и демонстрирует высокий уровень сервиса. В первую очередь, ИИ может быть использован для интеллектуального мониторинга. Обзор информации о звонках на АТС, о состоянии сети, работе серверного оборудования требует больших временных затрат со стороны человека. ИИ же может выполнять данную работу быстро и непрерывно. Обученная нейронная сеть может самостоятельно находить закономерности и прогнозировать возникновение аварийных ситуаций. Это даёт время обслуживающему персоналу действовать превентивное. Для этого необходимо дать постоянный доступ к данным о звонках и происшествиях,

Для демонстрации возможностей ИИ, если дать *CDR* на рис. 1 популярному *chatGPT*, то он может ответить следующее:

1. Дата и время начала звонка: 2023-10-31 01:19:04.
2. Номер вызывающего абонента: 989128121212.
3. Номер вызываемого абонента: 8652111111.
4. *ID* вызывающего абонента: 11111.
5. Дата и время начала разговора: 2023-10-31 01:19:06.
6. Дата и время окончания разговора: 2023-10-31 01:23:25.
7. Длительность разговора (в секундах): 259.
8. Код завершения вызова: 16.
9. Статус вызова: *user answer* (пользователь ответил).
10. Тип вызова: *answer* (ответ).
11. Имя транка исходящего вызова: *trunk-H323*.
12. *IP*-адрес транка исходящего вызова: 10.44.1.100.
13. Имя транка входящего вызова: *trunk-H323*.
14. *IP*-адрес транка входящего вызова: 10.45.215.168.
15. Тип вызываемого устройства (*H323-VT\_out*).
16. Тип вызывающего устройства (*H323-ZVK-850*).

Совершенно иную задачу для ИИ можно сформулировать как нейросетевую маршрутизацию. Маршрутизация [5] – это процесс выбора маршрута для передачи данных между сетевыми устройствами. Её осуществляют маршрутизаторы. Они используют информацию о сетевой топологии, доступности узлов и другие параметры для принятия решения о том, как пересылать данные через сеть. Процесс маршрутизации состоит из нескольких этапов. В начале происходит обнаружение сети: маршрутизатор должен определить, какие узлы находятся в сети, как они связаны между собой и какие пути доступны для передачи данных. Далее происходит выбор маршрута: на основе информации, полученной об обнаружении сети, маршрутизатор выбирает оптимальный или подходящий маршрут для доставки пакета данных от отправителя к получателю. Затем пересылка данных: после выбора маршрута маршрутизатор передаёт пакет данных по этому маршруту, используя адресацию и маршрутизационную таблицу. После остаётся мониторинг и обновление: маршрутизаторы постоянно следят за состоянием сети и обновляют информацию о маршрутах, чтобы адаптироваться к изменениям в топологии сети и обеспечивать эффективную передачу данных.

Нейросетевая маршрутизация [6] – это подход к маршрутизации данных в сетях, который использует искусственные нейронные сети для принятия решений о передаче данных в компьютерной сети. В отличие от традиционных алгоритмов маршрутизации, нейросетевая маршрутизация позволяет сети обучаться на основе большого объёма данных и адаптироваться к изменяющейся среде. Процесс нейросетевой маршрутизации включает несколько этапов:

1. Подготовка данных. На этом этапе собирают данные о состоянии сети, топологии, нагрузке и других параметрах, необходимых для принятия решений о маршрутизации. Данные могут включать в себя информацию о доступных маршрутах, характеристиках устройств в сети и исторические данные о передаче данных.

2. Обучение. Собранные данные используются для обучения нейронной сети, которая адаптируется к условиям сети и учитывает особенности передачи данных в конкретной сетевой среде. На этом этапе нейросеть принимает на вход данные о сети и изучает оптимальные стратегии маршрутизации.

3. Принятие решений. После обучения нейросеть способна принимать решения о маршрутизации данных на основе входных данных о сети. Нейросеть анализирует текущее состояние сети и выбирает оптимальный маршрут для передачи данных от отправителя к получателю.

4. Адаптация и оптимизация. Нейросеть может постоянно адаптироваться к изменяющимся условиям сети и оптимизировать свои решения о маршрутизации на основе новых данных, что позволяет ей улучшать производительность и надёжность маршрутизации.

5. Непрерывное обучение. Нейросети могут быть постоянно обучаемыми, что означает, что они могут продолжать улучшать свои навыки маршрутизации на протяжении времени, используя новые данные и опыт.

Рассмотрим варианты, при которых этот тип маршрутизации будет эффективнее традиционных методов:

1. Динамическая сетевая среда. В сетевых средах, подверженных частым изменениям, нейросетевая маршрутизация может помочь эффективно адаптироваться к изменяющимся условиям и обеспечивать оптимальную передачу данных.

2. Автоматическое обнаружение и адаптация к аномалиям: в данном случае нейросетевая маршрутизация способна быстро обнаруживать аномалии в сети и адаптировать маршруты для минимизации влияния нежелательных событий, таких как сбой в сети или кибер-атаки.

3. Повышение отказоустойчивости: использование нейросетей для маршрутизации может повысить отказоустойчивость сети, так как система может быстро перестроить маршруты в случае сбоев или перегрузок, так как она способна предсказывать возможные точки отказа и принимать предупредительные меры заранее.

4. Оптимизация сетевой производительности: нейросетевая маршрутизация может адаптировать маршруты в реальном времени, учитывая сложные факторы, такие как: текущая загрузка и требования приложений, чтобы обеспечить оптимальную производительность сети в зависимости от текущей нагрузки и требований.

Существует несколько возможностей для применения нейросетевой маршрутизации. Производители инфокоммуникационного оборудования (*Cisco, Huawei* и т. д.) в новых моделях предлагают интеграцию с нейронными сетями для управления проводной и беспроводной передачей данных. ИИ может получить широкое применение в организации одноранговых сетей – это децентрализованный вид сети, где каждый узел или устройство имеют одинаковые права и обязанности. Структуру одноранговой сети могут использовать: сенсорные сети для передачи данных, между датчиками, *device to device* [7] – технология мобильной передачи данных между устройствами, спутниковые группировки.

В целом, применение ИИ в информационных коммуникациях открывает перед компаниями и пользователями новые возможности для улучшения коммуникации, оптимизации процессов и повышения эффективности обслуживания. Нейронные сети

играют ключевую роль в создании умных и инновационных решений в области телефонии, делая коммуникацию более удобной и эффективной.

### Список литературы

1. Call detail record [Электронный ресурс]. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Call\\_detail\\_record#cite\\_ref-VZWarrant\\_6-0](https://en.wikipedia.org/wiki/Call_detail_record#cite_ref-VZWarrant_6-0) [дата обращения: 26.03.2024].
2. Платформа РТУ [Электронный ресурс]. URL: <https://www.satel.org/sectors/telekom> [дата обращения: 27.03.2024].
3. Цифровой шлюз SMG-1016M, SMG-2016 Руководство по эксплуатации [Электронный ресурс]. URL: [https://eltex-co.ru/upload/iblock/e0f/smg\\_manual\\_3.9.0.pdf](https://eltex-co.ru/upload/iblock/e0f/smg_manual_3.9.0.pdf) [дата обращения: 27.03.2024].
4. ЧТО ТАКОЕ FTP СЕРВЕР И КАК ЕГО НАСТРОИТЬ [Электронный ресурс]. URL: <https://servergate.ru/articles/chto-takoe-ftp-server-i-kak-ego-nastroit/> [дата обращения: 26.03.2024].
5. Routing [Электронный ресурс]. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Routing> [дата обращения: 28.04.2024].
6. A Neural Network Algorithm for Internetwork Routing [Электронный ресурс]. URL: [https://www.researchgate.net/publication/2903182\\_A\\_Neural\\_Network\\_Algorithm\\_for\\_Internetwork\\_Routing](https://www.researchgate.net/publication/2903182_A_Neural_Network_Algorithm_for_Internetwork_Routing) [дата обращения: 28.04.2024].
7. Li Z, Sanchez Moya F, Gabor F, Da Silva Jr. JMB, Koufos K. Device-to-device (D2D) communications. In: Osseiran A, Monserrat JF, Marsch P, eds. 5G Mobile and Wireless Communications Technology. Cambridge University Press, 2016. – P. 107–136.

## СЕКЦИЯ

### «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

---

#### ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ НА ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКА КИСЛОГО СЕЛЕНАТА АММОНИЯ

В. С. Бондарев<sup>1, 2</sup>, Е. А. Михалева<sup>1</sup>, В. Д. Фокина<sup>1</sup>, С. В. Бондарева<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук – обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН,

660036 г. Красноярск, Академгородок, 50, строение 38

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

<sup>3</sup>Институт космических и информационных технологий СФУ

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 Б

E-mail: vbondarev@yandex.ru

Выполнены исследования теплоёмкости, диэлектрической проницаемости в электрическом поле напряженностью до 1 350 В/см и электрокалорического эффекта (ЭКЭ) на монокристаллическом образце кислого селената аммония  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$ . Показано, что сегнетоэлектрический фазовый переход существенно размывается в электрическом поле и наблюдается значительное смещение аномалии теплоёмкости в область высоких температур (2.2К), что соответствует величине  $dT/dE = 1,6 \text{ К} \cdot (\text{кВ/см})^{-1}$ . Наблюдаемая величина  $dT/dE$  на три порядка превосходит величину восприимчивости температуры фазового перехода к внешнему электрическому полю, характерную для родственных сегнетоэлектриков  $\text{NH}_4\text{HSO}_4$  и  $(\text{NH}_4)_2\text{SO}_4$ . Прямые исследования интенсивного ЭКЭ позволили определить величину  $\Delta T_{\text{AD}}^{\text{max}} = 50 \text{ мК}$  ( $E = 2,5 \text{ кВ/см}$ ) при  $T \sim 250 \text{ К}$ , что в два – три раза больше величины ЭКЭ в родственном кислом сульфате аммония.

В связи с быстрым развитием микро- и наноэлектроники, современных информационных технологий на основе искусственного интеллекта, микро-чипов устройств охлаждения, криогенной медицины и др., и в тоже время с возрастанием экологических требований к применению современных охлаждающих устройств на основе газообразных хладагентов все более актуальной становится проблема разработки и внедрения принципиально новых охлаждающих систем. Учитывая необходимость применения принципиально новых высокоэффективных, технологичных и экологически безопасных способов охлаждения на самых разных уровнях температур, изучение физических процессов и различных механизмов формирования оптимальных условий для повышения калорической эффективности в области фазовых переходов в ферроидных материалах, охватывающей области интересов физики конденсированного состояния, физического материаловедения, современной электроники и теплофизики, является, безусловно, актуальным.

Одной из наиболее важных задач физики конденсированного состояния является получение информации о влиянии полей разной физической природы на последовательности, энтропию и температуры фазовых переходов в твёрдых телах. В частности, это связано с поиском новых функциональных материалов, перспективных для применений в охлаждающих устройствах, работающих на основе калорических эффектов (КЭ).

Калорические эффекты как физическое явление были обнаружены в твёрдых телах достаточно давно и, буквально до недавнего времени, их исследованию уделялось незаслуженно мало внимания. Главная причина заключалась в незначительности

обратимых изменений энтропии/температуры под воздействием внешнего поля (магнитного, электрического, механических напряжений, гидростатического давления) соответственно в изотермических/адиабатных условиях. Значительный рост интереса исследователей, материаловедов и инженеров к КЭ обусловлен в последнее десятилетие поиском новых функциональных материалов, перспективных для применения в альтернативных твердотельных охлаждающих устройствах.

Оказалось, что наиболее перспективными являются материалы, испытывающие фазовые переходы, в частности, ферроидной природы. Установлено, что основными параметрами, определяющими калорический отклик материала, являются изменения энтропии  $\Delta S_0$  и параметра порядка  $\Delta X$  (поляризация- $P$ , намагниченность- $M$ , линейная- $\Delta(\Delta L/L)_0$  или объёмная- $\Delta(\Delta V/V)_0$  деформация) и чувствительность температуры фазового перехода к внешнему полю  $dT_0/dY$  (электрическому –  $E$ , магнитному –  $H$ , механических напряжений –  $\sigma$ , гидростатическому давлению –  $p$ ) [1; 2].

Одним из перспективных направлений твердотельного охлаждения на основе КЭ является охлаждение на основе электрокалорического эффекта (ЭКЭ) – наиболее простое в плане технической реализации. Для этого не нужны сложные технические установки, но, в тоже время, твердотельный калорический элемент должен обладать высокой электрической прочностью.

В настоящей работе в качестве объекта исследований ЭКЭ был выбран монокристалл кислого селената аммония  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$ . Данный тип кристалла является производным от недавно изученных нами сегнетоэлектриков  $(\text{NH}_4)_2\text{SO}_4$  и  $\text{NH}_4\text{HSO}_4$ , в которых были обнаружены достойные внимания величины барокалорического (БКЭ), пьезокалорического (ПКЭ) и электрокалорического эффектов [3; 4], благодаря тому, что они испытывают фазовые переходы, связанные с упорядочением тетраэдрических анионных и катионных групп, и, как следствие, сопровождаются значительными изменениями энтропии.

Монокристалл  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$  является сегнетоэлектриком в температурной области 110...250 К, испытывающим последовательность из трёх фазовых переходов при температурах 100 К, 250 К и 417 К. При этом высокотемпературный фазовый переход является переходом в суперионное состояние. Кроме того, в области 250...260 К между сегнетоэлектрической и параэлектрической фазами обнаружена несоразмерная фаза, характеризующаяся аномальным температурным поведением упругости и формы линий спектра ЯМР  $^{77}\text{Se}$ , типичным для пространственно-модулированной структуры [5]. Исследования теплофизических свойств подтвердили последовательность из трёх фазовых переходов и наличие несоразмерной фазы в области температур 250...260 К – рис. 1 [6].

Необычным является также и направление спонтанной поляризации вдоль цепочек водородных связей и наличие подрешёток с нескомпенсированной и скомпенсированной поляризациями [7]. Сведений о величине и характере температурного и полевого поведения ЭКЭ в кислом селенате аммония до сих пор не сообщалось.

В связи с этим в настоящей работе представлен комплексный подход к изучению теплофизических и электрофизических свойств под внешним электрическим полем в монокристалле  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$ . С этой целью были проведены экспериментальные исследования теплоёмкости, энтропии, скрытой теплоты, в том числе под электрическим полем. Анализ фазовых диаграмм  $S - E$  и  $T - E$  позволил определить зависимости интенсивного,  $\Delta T_{\text{AD}}(T, E)$ , и экстенсивного  $\Delta S_{\text{ECE}}(T, E)$  ЭКЭ. На рис. 2 представлены результаты вычисления экстенсивного и интенсивного ЭКЭ на основе полевых зависимостей теплоёмкости и энтропии.

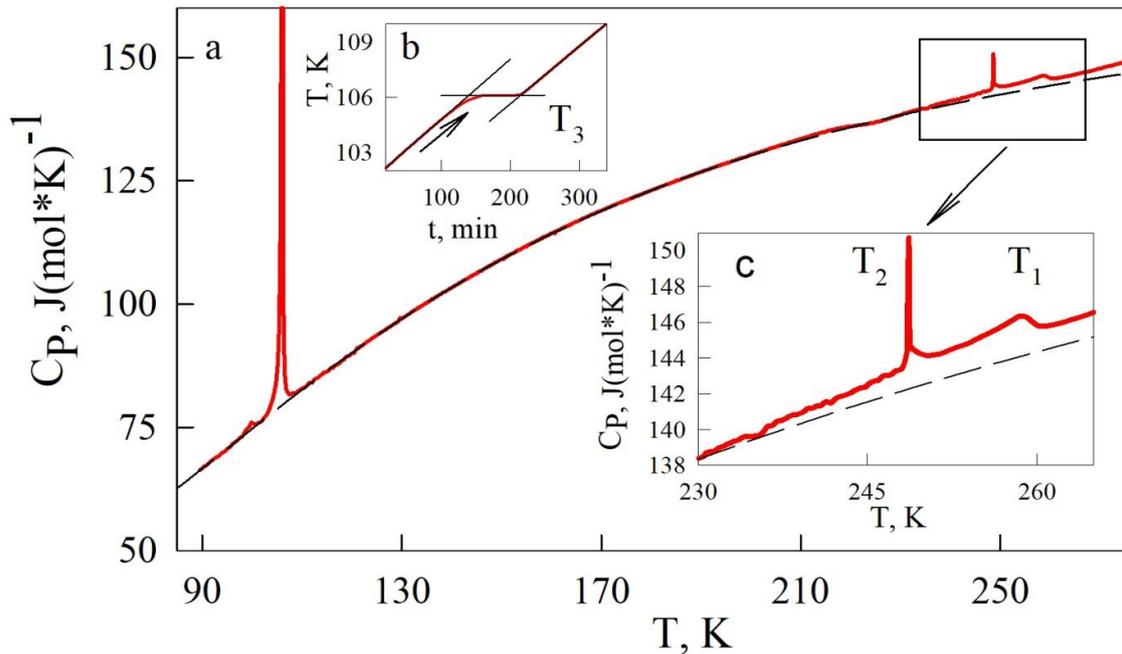


Рис. 1. *a* – зависимость  $C_p(T)$  монокристалла  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$  в интервале температур (90÷300)К. Пунктирная линия – решёточная теплоёмкость; *b* – термограмма в режиме нагрева монокристалла при  $T_3$ ; *c* – поведение  $C_p(T)$  между параэлектрической, несоизмерной и сегнетоэлектрической фазами

Измерения теплоёмкости  $C_p(T, E)$  позволили обнаружить значительную восприимчивость температуры фазового перехода к внешнему электрическому полю, величина которой составила  $dT/dE = 1,6 \text{ K} \cdot (\text{kV/cm})^{-1}$ . Такая гигантская величина, на три порядка превосходящая величину восприимчивости температуры фазового перехода к внешнему электрическому полю, характерную для родственных сегнетоэлектриков  $\text{NH}_4\text{HSO}_4$ ,  $(\text{NH}_4)_2\text{SO}_4$ , связана, по нашему мнению, с направлением спонтанной поляризации вдоль цепочек водородных связей и наличием подрешёток с нескомпенсированной и скомпенсированной поляризациями. Определённая величина восприимчивости  $dT/dE$  удовлетворительно согласуется с величиной восприимчивости, измеренной нами в диэлектрических измерениях под электрическим полем.

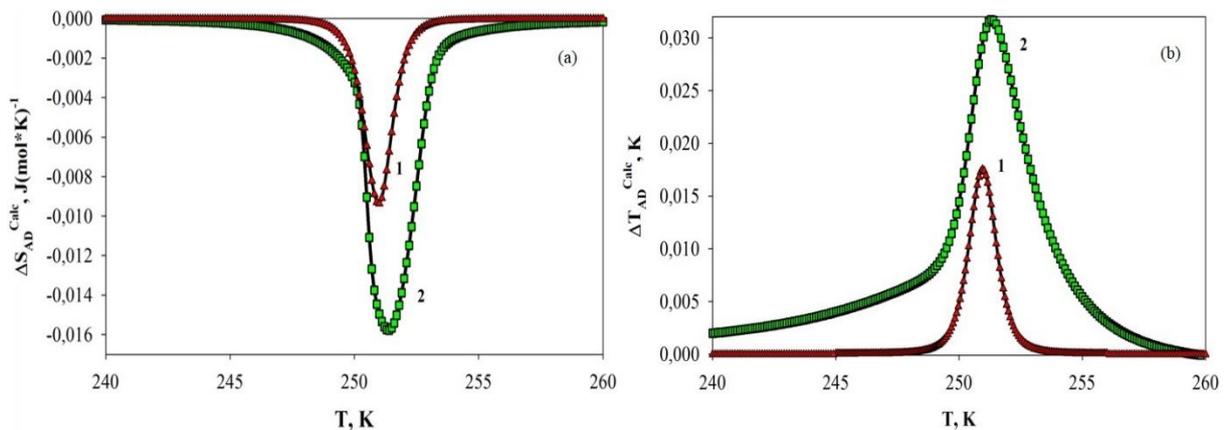


Рис. 2. (a) – зависимость экстенсивного электрокалорического эффекта от температуры монокристалла  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$ ; 1 –  $\Delta S_{\text{AD}}^{\text{Calc}}$  в электрическом поле  $E = 675 \text{ V/cm}$ , 2 –  $\Delta S_{\text{AD}}^{\text{Calc}}$  в электрическом поле  $E = 1350 \text{ V/cm}$ . (b) – зависимость интенсивного электрокалорического эффекта от температуры монокристалла  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$ ; 1 –  $\Delta T_{\text{AD}}^{\text{Calc}}$  в электрическом поле  $E = 675 \text{ V/cm}$ , 2 –  $\Delta T_{\text{AD}}^{\text{Calc}}$  в электрическом поле  $E = 1350 \text{ V/cm}$

Впервые выполнены прямые измерения интенсивного ЭКЭ в кислом селенате аммония. Все измерения ЭКЭ проводились в адиабатическом калориметре [8]. Результаты прямых исследований величин ЭКЭ в зависимости от температуры представлены на рис. 3. Наблюдается хорошее согласие результатов прямых и косвенных исследований ЭКЭ. Как и следовало ожидать, прямые измерения ЭКЭ показали, что величина  $\Delta T_{AD}$  существенно зависит от температурного диапазона и напряжённости электрического поля. Более того, уже при малых напряжённости электрического поля наблюдается насыщение максимальной величины ЭКЭ (вставка рис. 3), что способствует уменьшению вероятности пробоя и старению диэлектрического материала.

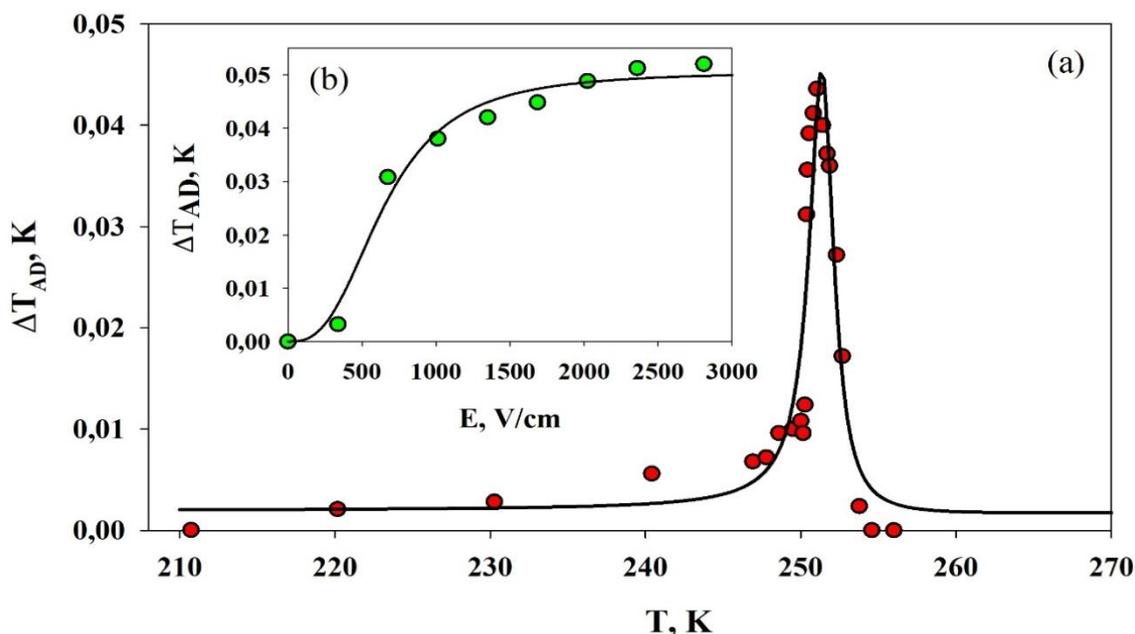


Рис. 3. (а) – зависимость величины ЭКЭ от температуры монокристалла  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$  в области фазового перехода между сегнетоэлектрической и несогласной фазами в электрическом поле  $E = 1350$  В/см; (б) – зависимость максимальной величины ЭКЭ от напряжённости электрического поля; сплошная линия – аппроксимирующая кривая

Таким образом, кислый селенат аммония  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$  является ярким представителем сегнетоэлектриков, демонстрирующих высокую восприимчивость температур фазовых переходов к внешнему электрическому полю, что позволяет получать максимальные значения величин ЭКЭ при электрических полях небольшой напряжённости, а также достигать максимальных баро- и пьезокалорических параметров при очень низких гидростатических/одноосных давлениях ( $\sim 0,02$  ГПа), как было показано в [6]. Это позволяет нам рассматривать исследуемый монокристалл  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$  в качестве перспективного рабочего тела для применений в твёрдотельных охлаждающих устройствах.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-22-10014, Красноярского краевого фонда науки, <https://rscf.ru/project/23-22-10014/>.

### Список литературы

1. Valant M. Progress in Materials Science 57, 980-1009, (2012).

2. Mañosa L., Planes A. *Advanced Materials* 29, 1603607, (2017).
- 3 Mikhaleva E., Gorev M., Bondarev V., Bogdanov E., Flerov I. Comparative analysis of piezocaloric and barocaloric effects in single-crystal and ceramic ferroelectric  $(\text{NH}_4)_2\text{SO}_4$ . *Scripta Materialia*, 191, 149–154, (2021).
4. Bondarev V. S., Mikhaleva E. A., Gorev M. V., Flerov I. N. *J. Alloys Compd.* 892, 162130, (2021).
5. Aleksandrova I. P., Rozanov O. V., Sukhovskiy A. A., Moskvich Y. N. Detection of the incommensurate modulation of the hydrogen bond double minimum potential in the phase of  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$ . *Phys. Lett. A.*, V. 95, No 6. – P. 339–342, (1983).
6. Bondarev V. S., Mikhaleva E. A., Gorev M. V., Molokeev M. S., Bogdanov E. V., Cherepakhin A. V., Flerov I. N. Phase transitions, baro- and piezocaloric effects in single crystal and ceramics of ferroelectric  $\text{NH}_4\text{HSeO}_4$ . *Solid State Sciences*, 148, 107440, (2024).
7. Александров К. С., Круглик А. И., Мисюль С. В., Симонов В.А. Структура кислого селената аммония при комнатной температуре. // *Кристаллография*, 1980. – т. 25. – с. 1142–1147.
8. Bondarev V. S., Mikhaleva E. A., Flerov I. N., and Gorev M. V. Electrocaloric Effect in Triglycine Sulfate under Equilibrium and Nonequilibrium Thermodynamic Conditions. *Physics of the Solid State*, Vol. 59, No. 6, pp. 1118–1126, (2017).

# РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН ЛЭМБА В МНОГОСЛОЙНЫХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ОДНООСНОГО МЕХАНИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ

О. Н. Плетнев<sup>1</sup>, С. И. Бурков<sup>1</sup>, П. П. Турчин<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, пр. Свободный, 79*

<sup>2</sup>*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН – обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50  
E-mail: pturchin@sfu-kras.ru*

Исследовано влияние одноосного механического давления на дисперсионные характеристики волн Лэмба в трех- и четырехслойных пьезоэлектрических структурах при разных вариантах приложения одноосного механического давления. Отмечены условия приложения одноосного механического давления, при которых изменения фазовых скоростей мод волны Лэмба максимальные либо отсутствуют, что может иметь большое значение для разработки управляемых акустоэлектронных устройств

В настоящее время, многослойные пьезоэлектрические структуры, используются в основном при создании акустоэлектронных устройств, таких как разнообразные датчики давления, управляемые линии задержки и т. д. Интерес к изучению влияния одноосного механического давления в первую очередь обусловлен тем, что при производстве слоистых пьезоэлектрических структур, их синтезируют под воздействием давления, чтобы избежать изломов и дефектов, а это оказывает влияние на характеристики упругих волн [1]. Например, в структурах из поливинилиденфторида (PVDF) приложение начального напряжения типа «растяжение» увеличивает фазовые и групповые скорости волн, из-за чего происходит смещение дисперсионных зависимостей волны Лэмба [2; 3], а само его влияние напрямую зависит от направления распространения волн [4; 5]. Данная статья посвящена исследованию влияния одноосного механического давления на характеристики упругих волн Лэмба в слоистых пьезоэлектрических структурах «Al/AlN/diamond».

Для волн малой амплитуды при действии однородного механического давления на пьезоэлектрический кристалл уравнение движения, уравнения электростатики и уравнения состояния пьезоэлектрической среды имеют вид [6]

$$\begin{aligned} \rho_0 \ddot{\tilde{U}}_A &= \tilde{\tau}_{AB,B} + \tilde{U}_{A,PQ} \bar{\tau}_{PQ}; \quad \tilde{D}_{M,M} = 0; \\ \tilde{\tau}_{AB} &= C_{ABCD}^* \tilde{\eta}_{CD} - e_{MAB}^* \tilde{E}_M; \quad \tilde{D}_M = \varepsilon_{MN}^* \tilde{E}_N + e_{MAB}^* \tilde{\eta}_{AB}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\rho_0$  – плотность кристалла в недеформированном состоянии,  $\tilde{U}_A$  – вектор динамических упругих смещений,  $\tau_{AB}$  – тензор термодинамических напряжений,  $\tilde{D}_M$  – вектор электрической индукции,  $\bar{\tau}_{PQ} = \bar{\tau}_{P_P} P_Q$  – статический тензор одноосного напряжения,  $P_P$  – единичный вектор направления силы давления,  $\eta_{CD}$  – тензор деформаций.

Эффективные материальные тензоры модулей упругости, пьезоэлектрических констант и диэлектрической проницаемости в приближении линейной зависимости от величины статического механического напряжения  $\bar{\tau}$  имеют вид [7]

$$\begin{aligned}
C_{ABKL}^* &= C_{ABKL}^E - C_{ABKLQR}^E S_{QRMN}^E P_M P_N \bar{\tau}; \\
e_{NAB}^* &= e_{NAB} - e_{NABKL} S_{KLMN}^E P_M P_N \bar{\tau}; \\
\varepsilon_{MN}^* &= \varepsilon_{MN}^\eta - H_{NMAB} S_{ABKL}^E P_K P_L \bar{\tau}.
\end{aligned} \tag{2}$$

Здесь  $C_{ABKL}^E$ ,  $e_{NAB}$ ,  $\varepsilon_{MN}^\eta$  – упругие, пьезоэлектрические и диэлектрические постоянные второго порядка;  $S_{ABKL}^E$  – константы упругой податливости;  $C_{ABKLQR}^E$ ,  $e_{NABKL}$ ,  $H_{NMAB}$  – нелинейные упругие, пьезоэлектрические и электрострикционные материальные тензоры,  $P$  – компоненты вектора внешнего механического давления.

Подставляя в уравнения движения, уравнения электростатики и уравнения состояния пьезоэлектрической среды решения для упругих смещений и электрического потенциала в виде плоских монохроматических волн, можно получить линеаризованные уравнения Грина-Кристоффеля:

$$\begin{aligned}
[\Gamma_{BC}(\bar{\tau}) - \rho_0 \omega^2 \delta_{BC}] \alpha_C &= 0; \\
\Gamma_{BC} &= [C_{ABCD}^* + (2C_{MBFN}^E S_{ADCF}^E + \delta_{BC} \delta_{AM} \delta_{DN}) P_M P_N \bar{\tau}] k_A k_D; \\
\Gamma_{C4} &= e_{PAC}^* k_P k_A; \quad \Gamma_{4C} = \Gamma_{C4} + 2e_{AFD} S_{MNC F}^E P_M P_N \bar{\tau} k_A k_D; \quad \Gamma_{44} = -\varepsilon_{PQ}^* k_P k_Q,
\end{aligned} \tag{3}$$

где  $k_A$  – вектор акустической волны.

В рабочей ортогональной системе координат, ось  $X_3$  направлена вдоль нормали к свободной поверхности слоя, а  $X_1$  направлена вдоль направления распространения волны. Граничными условиями для нормальных компонент тензора напряжений слоистых структур является их равенство нулю на свободных поверхностях слоя. Непрерывность касательных к поверхности раздела компонент вектора напряженности электрического поля обеспечивается условиями непрерывности электрического потенциала на границе раздела «слой-вакуум». Кроме того, должно выполняться условие равенства нормальных компонент тензоров напряжений и непрерывность электрического потенциала на границе раздела слоев. Например, для трехслойной структуры граничные условия будут иметь такой вид [7]:

$$\begin{aligned}
\tau_{3j}^{(1)} &= 0|_{x_3=h_3}; \quad D_3^{(1)} = D^{(\text{вак})}|_{x_3=h_3}; \quad \varphi^{(1)} = \varphi^{(\text{вак})}|_{x_3=h_3}; \\
\tau_{3j}^{(1)} &= \tau_{3j}^{(2)}|_{x_3=h_2}; \quad D_3^{(1)} = D_3^{(2)}|_{x_3=h_2}; \quad \varphi^{(1)} = \varphi^{(2)}|_{x_3=h_2}; \quad U_A^{(1)} = U_A^{(2)}|_{x_3=h_2}; \\
\tau_{3j}^{(2)} &= \tau_{3j}^{(3)}|_{x_3=h_1}; \quad D_3^{(2)} = D_3^{(3)}|_{x_3=h_1}; \quad \varphi^{(2)} = \varphi^{(3)}|_{x_3=h_1}; \quad U_A^{(2)} = U_A^{(3)}|_{x_3=h_1}; \\
\tau_{3j}^{(3)} &= 0|_{x_3=0}; \quad D_3^{(3)} = D^{(\text{вак})}|_{x_3=0}; \quad \varphi^{(3)} = \varphi^{(\text{вак})}|_{x_3=0}.
\end{aligned} \tag{4}$$

В случае приложения механических напряжений ортогонально свободной поверхности ( $P \parallel X_3$ ) должны быть приняты во внимание упругие свойства нагружающей среды. Если предположить, что одноосное напряжение в такой геометрии осуществляется без жесткого упругого контакта со свободной поверхностью (например, нагружение газовой средой), для этого случая механические граничные условия могут быть записаны в виде:

$$\tilde{\tau}_{3j} + \tilde{U}_{j,K} \bar{\tau}_{3K} = 0 \quad (X_3 = h_3). \tag{5}$$

Явный вид граничных условий (5) для пьезоэлектрической пластины, подвергнутой воздействию одноосного механического давления приведены в работах [8; 9].

Коэффициент управляемости фазовой скорости упругой волны при приложении одноосного механического давления имеет вид:

$$\alpha_P = \frac{1}{v_0} \left( \frac{\Delta v}{\Delta P} \right)_{\Delta P \rightarrow 0} = \frac{1}{v_0} \left( \frac{v - v_0}{\Delta P} \right)_{\Delta P \rightarrow 0}, \quad (6)$$

где  $v_0$  – скорость распространения волны без взаимодействия,  $v$  – скорость под воздействием давления  $\Delta P$ .

На основе уравнений движений был произведен расчет фазовых скоростей распространения волн Лэмба в слоистых пьезоэлектрических структурах. В нашем случае, в качестве слоистых структур использовались структуры Al/AlN/[110]diamond, Al/BGO/[110]diamond. Толщины металлических и пьезоэлектрических слоев во всех рассмотренных случаях одинаковы. Распространение упругих волн во всех случаях происходило в направлении [100] (вдоль оси  $X_1$  рабочей системы координат) плоскости (001) для пьезоэлектрика, но diamond ориентирован в направлении [110] плоскости (001). Стоит отметить, что в случае приложения одноосного механического давления вдоль нормали к свободной поверхности слоистой структуры ( $P \parallel X_3$ ) давление было приложено таким образом, что не происходило нарушений механических граничных условий (5). Все дисперсионные зависимости приведены в зависимости от значения  $h \times f$ , где  $h$  – толщина пьезоэлектрического слоя, а  $f$  – частота распространения волны. В рассмотренных ниже  $h \times f$  изменялось от 0 до 18 000 м/с.

Приложение внешнего однородного механического давления вдоль нормали к свободной поверхности, т. е.  $P \parallel X_3$  к структуре Al/AlN/[110]diamond, согласно принципу симметрии Кюри, для кристалла diamond изменит исходную симметрию кристалла с кубической до тетрагональной. Вследствие этого происходит модификация уже существующих материальных констант

$$\begin{aligned} C_{11}^* &= C_{22}^* = C_{11}^E + [(C_{111} + C_{112})S_{12} + C_{112}S_{11}]\bar{c}; & C_{12}^* &= C_{12}^E + [C_{123}S_{11} + 2C_{112}S_{12}]\bar{c}; \\ C_{13}^* &= C_{23}^* = C_{12}^E + [C_{112}(S_{11} + S_{12}) + C_{123}S_{12}]\bar{c}; & C_{33}^* &= C_{11}^E + [C_{111}S_{11} + 2C_{112}S_{12}]\bar{c}; \\ C_{44}^* &= C_{55}^* = C_{44}^E + [C_{155}(S_{12} + S_{11}) + C_{144}S_{12}]\bar{c}; & C_{66}^* &= C_{44}^E + [C_{144}S_{11} + 2C_{155}S_{12}]\bar{c}; \end{aligned} \quad (9)$$

Однако, для кристалла AlN не известны материальные константы третьего порядка, поэтому учет влияния одноосного механического давления на кристаллический слой AlN заключался только в учете геометрической нелинейности, т. е. статического тензора Грина  $\bar{\eta}_{AB} = \delta_{AB} + 2S_{ABCD}\bar{c}_{CD}$ ;  $\bar{c}_{CD} = -\bar{c}_C P_D$  [6]. Таким образом, в данном случае тензор Грина-Кристоффеля (3) для слоя AlN с учетом статического тензора Грина становится несимметричным, т. е. в данном случае происходит учет геометрического искажения слоя.

На рис. 1 представлены дисперсионные зависимости фазовых скоростей волн Лэмба, а также коэффициентов управляемости (6) для структуры Al/AlN/[110]diamond при вариантах приложения одноосного механического давления вдоль направления распространения волны  $P \parallel X_1$ , ортогонально сагиттальной плоскости  $P \parallel X_2$  и ортогонально свободной поверхности  $P \parallel X_3$ . Плоскость (001) пьезоэлектрического слоя AlN является изотропной в отношении упругих свойств, поэтому в данной структуре распространяются чистые моды упругой волны. Диапазон рассмотренных значений в зависимости от величины  $h \times f$ , ( $h$  – толщина слоя,  $f$  – частота волны), составляет от 0 до

18 000 м/с (рис. 1). Отношение толщины пьезослоя к толщине алмаза равно 0,01. Пьезоактивностью обладают только моды волн Лэмба как это показано в [10]. Значения КЭМС для слоистой структуры Al/AlN/[110]diamond также приведены в работе [10].

Типичная дисперсионная зависимость фазовых скоростей для антисимметричной (A) и симметричной (S) мод волн Лэмба показана на рис. 1, а. При приложении внешнего давления вдоль направления распространения упругой волны ( $P \parallel X_1$ ) для фундаментальных мод волны Лэмба максимальное значение коэффициента управляемости  $\alpha_v$  (б) симметричной моды  $S_0$  достигается для тонких пластин кристалла, в частности, равно  $4,2 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  при  $h \times f = 1850 \text{ м/с}$ . Но максимальное значение коэффициента управляемости  $\alpha_v$  антисимметричной моды  $A_0$  равно  $\alpha_v = 1,9 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  при значении  $h \times f = 50 \text{ м/с}$  (рис. 1, б).

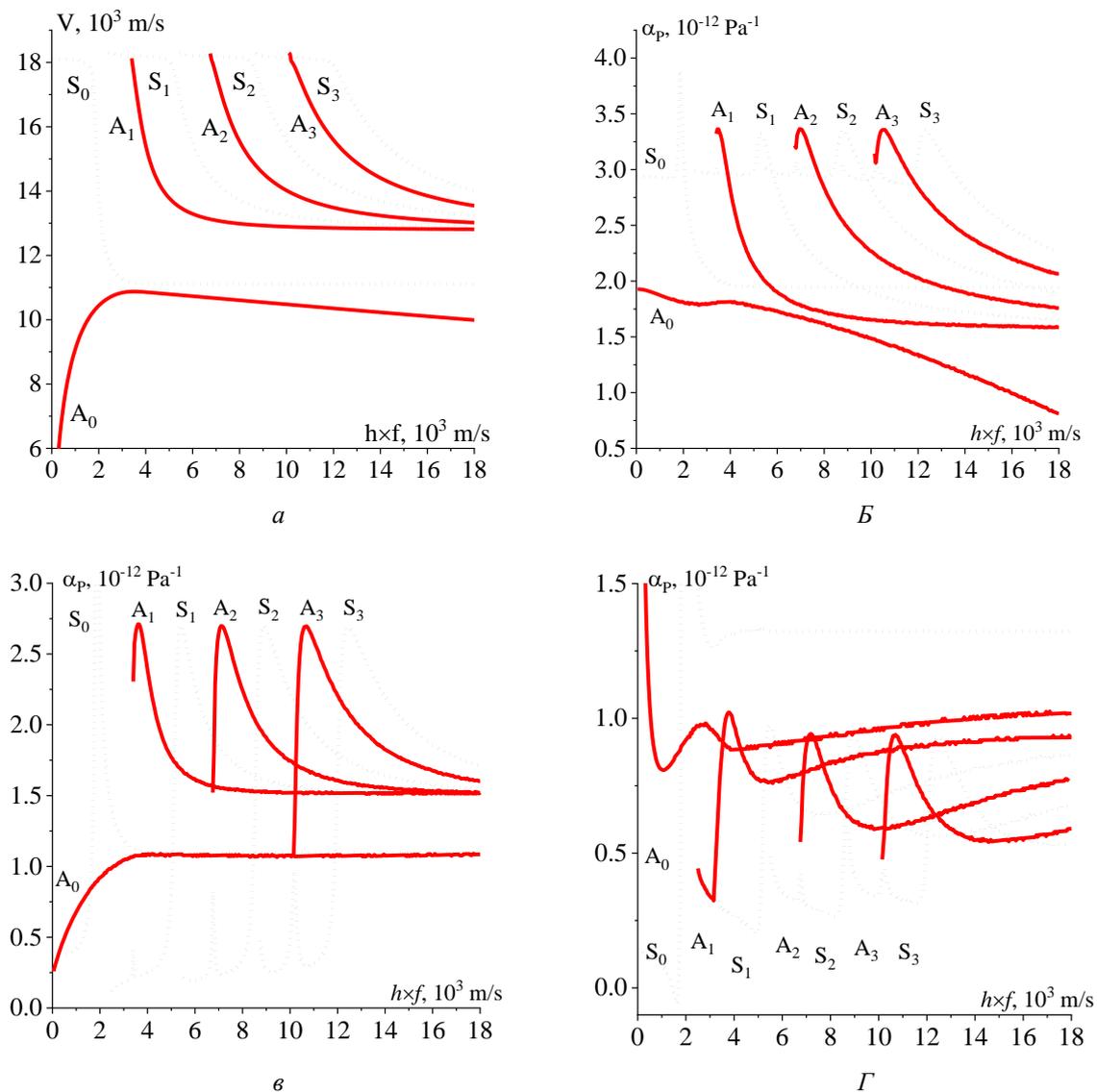


Рис. 1. Дисперсионные зависимости фазовых скоростей и коэффициентов управляемости структуры Al/AlN/[110]diamond при различных вариантах приложения давления: а – фазовые скорости волн Лэмба; б –  $P \parallel [100]$ ; в –  $P \parallel [010]$ ; г –  $P \parallel [001]$

С увеличением значений  $h \times f$  фазовая скорость фундаментальной моды  $S_0$  волны Лэмба стремятся к значению фазовой скорости 11 141,9 м/с недисперсионной

рэлеевской SAW, коэффициент управляемости которой равен  $\alpha_v = 1,95 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  при приложении одноосного механического давления вдоль оси  $X$  ( $P \parallel X_1$ ). При приложении одноосного механического давления ортогонально сагиттальной плоскости ( $P \parallel X_2$ ) для фундаментальных мод  $S_0$  и  $A_0$  волны Лэмба при  $h \times f > 3\,500 \text{ м/с}$  значения коэффициентов управляемости  $\alpha_v$  равны  $1,08 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  и  $1,1 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  соответственно (рис. 1, в). Однако, если одноосное давление прикладывается как  $P \parallel X_3$ , т. е. вдоль нормали к свободной поверхности, значения коэффициентов управляемости  $\alpha_v$  мод  $S_0$  и  $A_0$  волны Лэмба более существенно различаются (рис. 1, з). Например, при  $h \times f = 10\,000 \text{ м/с}$  равны  $9,6 \cdot 10^{-13} \text{ Па}^{-1}$  и  $1,3 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  соответственно.

Дисперсионная зависимость величин коэффициентов управляемости  $\alpha_v$  для мод волны Лэмба более высокого порядка при приложении механического давления  $P \parallel X_1$  либо  $P \parallel X_2$  для симметричных  $S_n$  и антисимметричных  $A_n$  мод находится в диапазоне от  $3,3 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  до  $1,56 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  значения быстрой сдвигой волны алмаза QFS при  $P \parallel X_1$ . Но для мод  $SH_n$  упругой волны диапазон изменения величин коэффициентов управляемости  $\alpha_v$  в диапазоне от  $3,0 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  до  $1,1 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  значения медленной сдвигой волны алмаза QSS при  $P \parallel X_1$  (рис. 1, б). Аналогичная ситуация возникает и при приложении механического давления  $P \parallel X_2$ , но диапазон значений  $\alpha_v$  для мод волны Лэмба от  $2,6 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  до  $1,51 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$  (рис. 1, в).

В структуре Al/AlN//[110]diamond происходит вырождение фундаментальной симметричной моды  $S_0$  в ПАВ Рэлеевского типа. Коэффициенты управляемости при  $h \times f > 3\,000 \text{ м/с}$  зависят только от направления приложения давления и не зависят от пьезоэлектрического слоя. В случае  $P \parallel [100]$  коэффициент управляемости  $\alpha_p = 1,94 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$ , при  $P \parallel [010]$  –  $\alpha_p = 1,10 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$ , при  $P \parallel [001]$  –  $\alpha_p = 1,32 \cdot 10^{-12} \text{ Па}^{-1}$ .

При различных пьезоэлектрических слоях, основные изменения дисперсионных характеристик связаны с взаимодействием мод, которые могут проявляться при одном используемом пьезоэлектрике и полностью отсутствовать при другом. Сильнее всего гибридизации проявляются при использовании германата висмута в качестве пьезоэлектрического слоя, значения коэффициентов управляемости в области гибридизации отличаются на порядок.

Некоторые варианты приложения механического давления при определенных значениях  $h \times f$  не оказывают влияния на фазовые скорости отдельных мод. При этих условиях коэффициенты управляемости становятся равными нулю.

### Список литературы

1. J. Du X., Jin J. Wang. Love wave propagation in layered magneto-electro-elastic structures with initial stress // Acta Mechanica. 2007. N. 192. P. 169.
2. Othmani C., Zhang. H. Lamb wave propagation in anisotropic multilayered piezoelectric laminates made of PVDF- $\theta^\circ$  with initial stresses // Composite Structures. 2020. N. 240.
3. Panja S. K., Mandal S. C. Propagation of Love wave in multilayered viscoelastic orthotropic medium with initial stress, // Waves in Random and Complex Media (2020).
4. Salah I. B., Takali F., Othmani C., Njeh A. SH waves in a stressed piezoelectric semiconductor plates: Electron and hole drift phenomenon. // International Journal of Mechanical Sciences 223 (2022) 107281.
5. Gandhi N., Michaels J. E., Lee S. J. Acoustoelastic Lamb wave propagation in biaxiallystressed plates // The Journal of the Acoustical Society of America. 2012. N. 132. P. 1284.

6. Aleksandrov K. S., Sorokin B. P., Burkov S. I. Effective Piezoelectric Crystals for Acoustoelectronics, Piezotechnics and Sensors, 2, SB RAS Publishing House. Novosibirsk, 2008.
7. Burkov S. I., Zolotova O. P., Sorokin B. P., Turchin P. P. // Ultrasonics. 2015. N. 55. P. 104.
8. Burkov S. I., Pletnev O. N., Turchin P. P., Zolotova O. P., Sorokin B. P. // Journal of Siberian Federal University. Mathematics & Physics. 2021. N. 14. P. 105.
9. Burkov S. I., Pletnev O. N., Turchin P. P., Zolotova O. P., Sorokin B. P. // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 2021. 68. N. 10. P. 3234.
10. Kvashnin G. M., Sorokin B. P., Burkov S. I. Excitation of Surface Acoustic Waves and Lamb Waves at Superhigh Frequencies in a Diamond-Based Piezoelectric Layered Structure // Acoustical Physics, 2021, Vol. 67, No. 1, pp. 38–46. DOI: 10.1134/S1063771021010024.

## ДИСПЕРСИОННЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ВОЛН ЛЭМБА В КРИСТАЛЛАХ СО СТРУКТУРОЙ ОКСИБОРАТОВ $YAl_3(BO_3)_4$ И $HoAl_3(BO_3)_4$

П. П. Турчин<sup>1,2</sup>, С. И. Бурков<sup>1</sup>, В. И. Турчин<sup>1</sup>, О. Н. Плетнев<sup>1</sup>, М. Ю. Чулкова<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

<sup>2</sup>Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук – обособленное  
подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН,  
660036 г. Красноярск, Академгородок, 50, строение 38  
E-mail: pturchin@sfu-kras.ru

Монокристаллы семейства тригональных редкоземельных оксиборатов  $RMe_3(BO_3)_4$  (где  $R=Y, La-Lu; M=Fe, Al, Cr, Ga, Sc$ ) в зависимости от состава и термодинамических условий обладают пьезоэлектрическими, магнитоэлектрическими свойствами и свойствами мультиферроиков [1–3]. В ферроборатах ( $RFe_3(BO_3)_4$ ) открыты гигантские магнитоэлектрический [4] и магнитодиэлектрический [5] эффекты, алюмобораты  $RAI_3(BO_3)_4$  перспективны для приложений в лазерной технике [6–9]. В последнее время растет интерес к изучению макроскопических физических свойств этих кристаллов для расширения их применений в функциональной электронике [4; 5; 10–15].

Иттриевый алюмоборат  $YAl_3(BO_3)_4$  ( $YBO$ ) и гольмивый алюмоборат  $HoAl_3(BO_3)_4$  ( $HBO$ ) (точечная симметрия 32) в ряду оксиборатов являются немагнитным и магнитоэлектрическим монокристаллами, соответственно, и могут характеризовать анизотропию упругоэлектрического и магнитоэлектрических взаимодействия в них. Ранее эхо-импульсным ультразвуковым [16] и квазистатическим [16; 17] методами нами были получены экспериментальные значения электромеханических постоянных монокристалла  $YBO$  при комнатной температуре. В настоящей работе выполнены аналогичные исследования для монокристаллов  $HBO$ . Экспериментальные значения материальных постоянных этих монокристаллов применены для сравнительного анализа дисперсии электромеханических характеристик  $SH$ -волн и волн Лэмба.

Подробное описание экспериментальных исследований значений упругой, пьезоэлектрической и диэлектрической проницаемости приведено в работе [16]. Упругие постоянные были найдены путём решения обратной задачи кристаллоакустики [18] по измеренным значениям скоростей объёмных акустических волн (ОАВ) в основном и повернутых кристаллографических направлениях. Для определения скоростей ОАВ был использован ультразвуковой акустический метод эхо-импульса с точностью абсолютных измерений  $10^{-4}$ . Измерения проводились на частоте 28 МГц. Абсолютные значения пьезоэлектрических постоянных также были найдены по измеренным значениям скоростей ОАВ, но для пьезоактивных акустических мод [16]. Для уточнения значений пьезоэлектрических постоянных были проведены квазистатические измерения пьезомодулей  $d_{ijk}$ , которые связаны с  $e_{ijk}$  уравнением [19]:

$$e_{ijk} = d_{ilm} C_{lmjk}^E. \quad (1)$$

На основе измеренных электромеханических констант кристаллов  $YAl_3(BO_3)_4$  и  $HoAl_3(BO_3)_4$  был выполнен анализ характеристик распространения акустических волн в этих кристаллах.

На рис. 1 изображены дисперсионные зависимости фазовых скоростей и  $K^2$  волн Лэмба и  $SH$ -волны в  $Z$ -срезе в направлении распространения упругой волны [100] в

кристаллической пластине *HBO*. Диапазон рассмотренных значений  $h \times f$  (толщина  $\times$  частота) составляет от 0 до 18 000 м/с. Диапазон изменения фазовых скоростей бегущих волн Лэмба и *SH*-волн – от значения фазовой скорости продольной *QL OAB* 9 751,9 м/с до скорости ПАВ 3 698 м/с в *Z*-срезе. Максимальное значение КЭМС в пластине кристалла *HBO* с коротко замкнутой одной свободной поверхностью для фундаментальной моды  $S_0$  волны Лэмба достигается в диапазоне  $h \times f$  от 250 м/с до 3 000 м/с и составляет при  $h \times f = 2 250$  м/с  $K^2 = 0,02$  (рис. 1, *а*). Однако, у фундаментальной антисимметричной волны Лэмба  $A_0$  и  $SH_0$  – моды значения КЭМС на два порядка меньше. Максимальное значение КЭМС  $K^2 = 0,0007$  при  $h \times f = 1 350$  м/с и  $K^2 = 0,0002$  при  $h \times f = 2 650$  м/с, соответственно (рис. 1, *б*). В данном случае пьезоактивными являются все моды упругой волны. Значения КЭМС мод упругой волны высших порядков в основном находятся в интервале от 0,01 до нуля при росте значений  $h \times f$ .

Для пластины кристалла *HBO* с коротко замкнутыми двумя свободными поверхностями значения КЭМС больше. В частности, для фундаментальных мод  $S_0$ ,  $A_0$  и  $SH_0$  – моды значения КЭМС равны 0,03, 0,028 и 0,005, соответственно (рис. 1, *в*). Необходимо отметить, что для кристалла *YBO* поведение характеристик упругой волны абсолютно аналогичное, но значения КЭМС больше примерно в два раза. Подобный график дисперсионных зависимостей волн Лэмба для кристалла *YBO* приведен в [20].

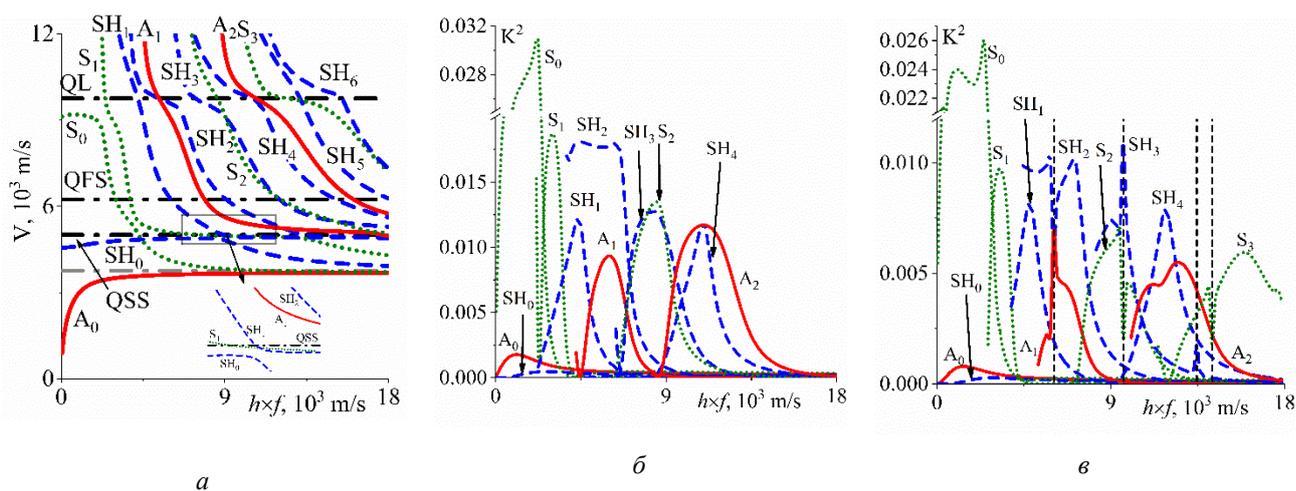


Рис. 1. Дисперсионные зависимости фазовых скоростей и констант связи  $K^2$  волны Лэмба и *SH*-волны в пластине кристалла *HBO* в направлении [100] *Z*-среза: *а* – фазовые скорости; *б* –  $K^2$  – металлизация обеих свободных поверхностей; *в* –  $K^2$  – металлизация одной свободной поверхности в плоскости [001]

Особенностью распространения волн Лэмба в направлении [100] *Z*-среза является наличие областей взаимодействий (гибридизации) [21] между модами волны Лэмба, которое возникает, в основном, в случае металлизации только одной свободной поверхности кристаллической пластины. На рис. 1, *в* точки взаимодействия мод упругой волны отмечены вертикальными штриховыми линиями, в области которых происходит резкое изменение значений КЭМС взаимодействующих мод упругой волны. Например, в направлении [100] *Z*-среза между модами  $A_1$  и  $SH_2$  в интервале  $h \times f$  от 5 150 м/с до 6 750 м/с изменения КЭМС от 0,002 до 0,007 для моды  $A_1$  и от 0,005 до 0,01 для моды  $SH_2$ . Аналогичная гибридизация существует в пластине кристалла *YBO* между модами  $S_2$  и  $SH_3$  в области  $h \times f$  около 9 050 м/с. Изменение значений КЭМС происходит от 0,002 до 0,01 в пластине кристалла *YBO*.

Исследованы характеристики упругих волн Лэмба в пластинах этих монокристаллов. Отмечено, что хотя плотности кристаллов  $YAl_3(BO_3)_4$  и  $HoAl_3(BO_3)_4$  существенно отличаются, акустические характеристики монокристаллов качественно одинаковые и отличаются несущественно численно. На основе полученных данных можно сделать вывод о перспективности использования кристаллов *YBO* и *HBO* в устройствах акустоэлектроники. Особенно, учитывая, что данные кристаллы относятся к группе симметрии 32 и в перспективе могут обладать термостабильными направлениями распространения упругих волн, что является областью дальнейших исследований.

### Список литературы

1. Khomskii D. *Physics*. 2. 20. (2009).
2. Ramesh R., Spaldin N. A. *Nanoscience And Technology: A Collection of Reviews from Nature Journals*. 20-(2010).
3. Spaldin N. A., Fiebig M. *Science*. 309. 5733. 391 (2005).
4. Liang K. C. et al. *Physical Review B*. 83. 18. 180417 (2011).
5. Мухин А. А. и др. Письма в Журнал экспериментальной и теоретической физики. 93, 5, 305 (2011).
6. Горбаченя К. Н. и др. Приборы и методы измерений. 2, 5, 79, (2012).
7. Aleksandrovsky A. S. et al. *Journal of Alloys and Compounds*. 496. 1-2. L18 (2010).
8. Wang G. et al. *Radiation effects and defects in solids*. 136. 1-4. 43 (1995).
9. Zheng L. et al. *Lasers and Electro-Optics (CLEO), Conference on. IEEE*. 1 (2015).
10. Волков Н. В. и др. Письма в Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 99. 2. 72 (2014).
11. Попов А. И., Plokhov D. I., Zvezdin A. K. *Physical Review B*. 87. 2. 024413 (2013).
12. Звездин А. К. и др. Письма в ЖЭТФ. 81. 6. 335 (2005).
13. Gaydamak T. N. et al. *Low Temperature Physics*. 41.8. 614 (2015).
14. Зиненко В. И. и др. ЖЭТФ. 144. 6. 1174 (2013).
15. Звягина Г.А. и др. *Физика низких температур*. 34. 1. 1142 (2008).
16. Turchin P. P. et al. *Journal of Siberian Federal University. Mathematics & Physics*. 12. 6. 756 (2019).
17. Turchin P. P. et al. *Journal of Siberian Federal University. Mathematics & Physics*. 13. 1. 97 (2020)
18. Aleksandrov K. S., Prodaivoda G. T. *Anisotropy of the elastic properties of minerals and rocks*, Novosibirsk: Publishing house of the SB RAS (2000).
19. Nye J. F. et al. *Physical properties of crystals: their representation by tensors and matrices*, Oxford university press (1985).
20. Pavel P. Turchin, Sergey I. Burkov, Vladimir I. Turchin, Oleg N. Pletnev, Marina Yu. Chulkova, Anastasia G. Nechepuryshina *Journal of Siberian Federal University. Mathematics & Physics* 15. 1. 80 (2022).
21. Kuznetsova I. E., Zaitsev B. D., Teplykh A. A., Borodina I. A. *Acoustical Physics* 53, 1 64 (2007).

## МАГНИТНЫЕ И МАГНИТОКАЛОРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК $Mn_5Ge_3$ НА ПОДЛОЖКЕ Si(1 1 1)

И. А. Соболев<sup>1</sup>, А. С. Тарасов<sup>1,2</sup>, М. В. Рауцкий<sup>2</sup>, А. В. Лукьяненко<sup>2</sup>, И. А. Яковлев<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

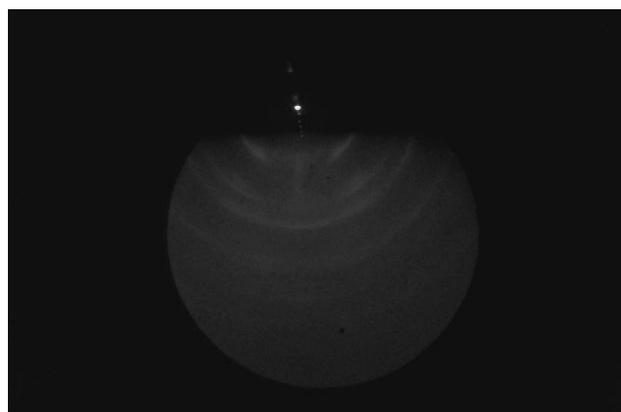
<sup>2</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук – обособленное  
подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН,  
660036 г. Красноярск, Академгородок, 50, строение 38  
E-mail: taras@iph.krasn.ru

В настоящей работе представлены исследования магнитных и магнитокалорических свойств тонких пленок  $Mn_5Ge_3$ , выращенных на кремниевых подложках. Образцы имеют высокую температуру Кюри, а также высокий магнитокалорический эффект. Полученные результаты сопоставлены с данными для объемного материала. Всё это делает пленки  $Mn_5Ge_3$  перспективными для внедрения в современную электронику.

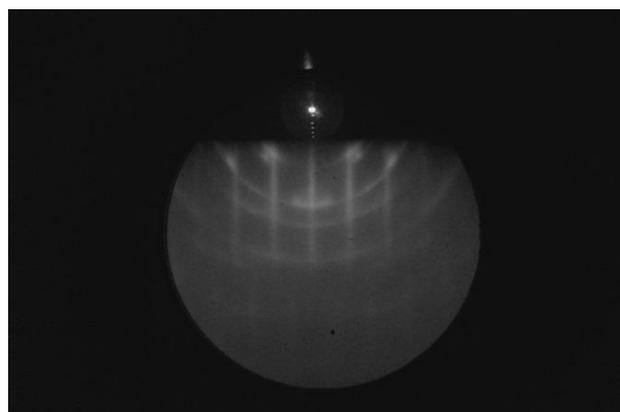
$Mn_5Ge_3$  – ферромагнитный материал, обладающий высокими температурой Кюри (296 К) и спиновой поляризацией (до 42 %) [1]. Помимо прочего, данный материал обладает также значительным магнитокалорическим эффектом вблизи температуры перехода, наблюдаемым как в объемных кристаллах [2], так и в плёнках [3]. Данные свойства делают  $Mn_5Ge_3$  перспективным материалом для внедрения как в устройства спинтроники, так и потенциальной заменой магнитокалорическим материалам на основе редкоземельных элементов.

В данной работе были проведены систематические исследования, а также анализ магнитных и магнитокалорических свойств плёнок  $Mn_5Ge_3$ , выращенных на высокоомной подложке Si(111) путем твердофазной эпитаксии, где кристаллографическое направление гексагональной ячейки  $Mn_5Ge_3$  параллельно направлению Si(111), что и наблюдается в просвечивающем электронном микроскопе (рис. 1). Измерения проводились на вибрационном магнитометре *LakeShore VSM 8600*.

На рис. 1 представлена картина ДОБЭ полученных образцов. Картина с кольцами для образца 14 соответствует поликристаллическому состоянию плёнки. Для образца 15, помимо дифракционных колец, наблюдаются полосы, которые указывают на наличие ориентированных кристаллитов, то есть текстуры.



Sample 14 ( $d = 100$  нм)



Sample 15 ( $d = 80$  нм)

Рис. 1. Результаты ДОБЭ полученных плёнок

Для определения температуры Кюри была измерена температурная зависимость магнитного момента образцов в одной из ориентации в поле, составляющем 100 Oe (рис. 2), откуда получаем  $T_C = 300$  K, что соответствует температуре Кюри, варьирующейся в диапазоне 290–305 K в зависимости от типа подложки [3].

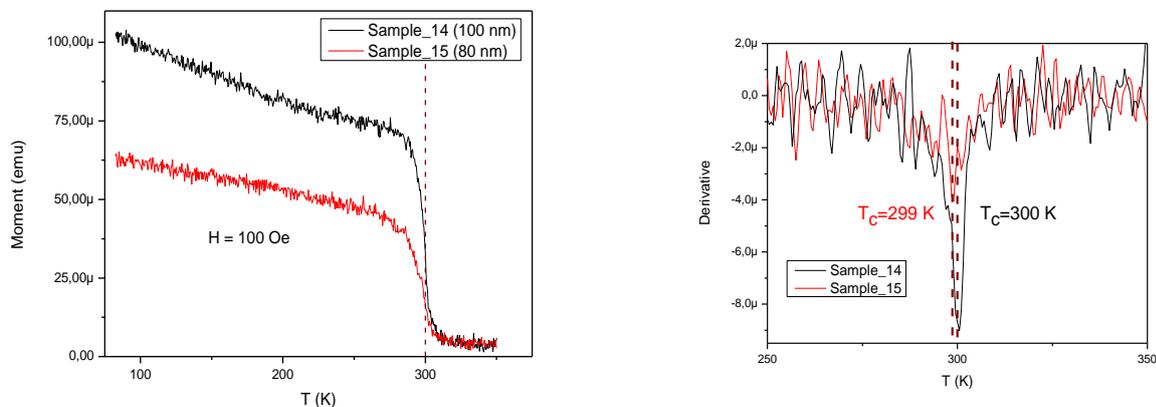


Рис. 2. Температурная зависимость магнитного момента образцов при поле  $H = 100$  Oe

Также пленки демонстрируют высокую намагниченность насыщения при  $T = 100$  K (рис. 3) и высокий магнитокалорический эффект при  $H = 15$  kOe (рис. 4). Форма петель гистерезиса в планарной ориентации может указывать на наличие «полосатой» доменной структуры [4].

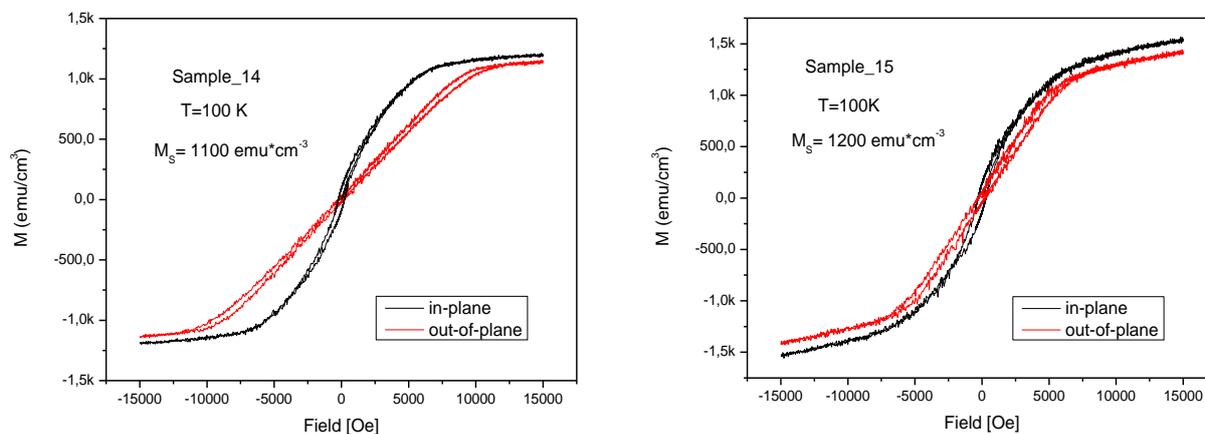


Рис. 3. Петли гистерезиса намагниченности в разных ориентациях поля при  $T = 100$  K

Полученные данные магнитокалорического эффекта сопоставимы с данными для объёмного материала, а также многокомпонентных и редкоземельных материалов [5; 6], в то же время  $Mn_5Ge_3$  является более лёгким материалом для синтеза. Полученные результаты позволяют надеяться на использование этого материала для проектирования и разработки магнитокалорических и спинтронных устройств на основе кремниевых подложек и плёнок  $Mn_5Ge_3$ .

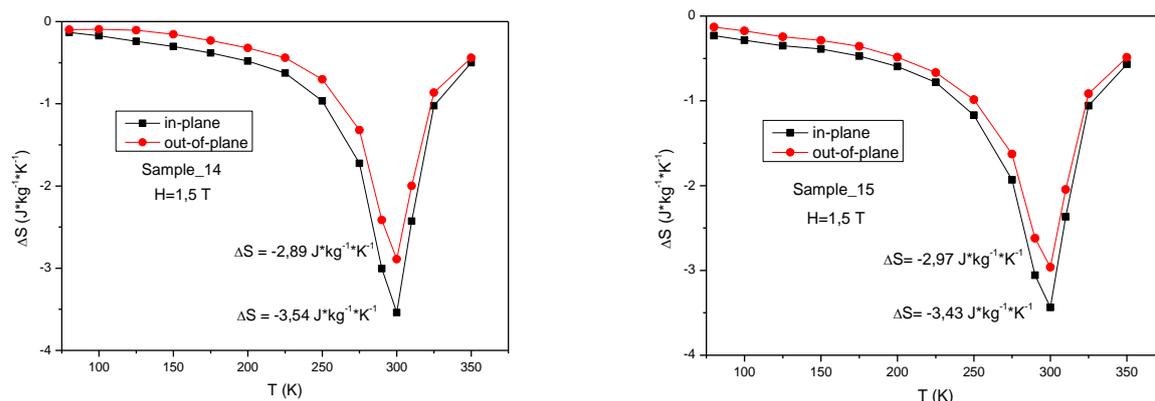


Рис. 4. Магнитокалорический эффект в поле  $H = 15 \text{ kOe}$  ( $1,5 \text{ T}$ )

### Список литературы

1. Spin polarization and electronic structure of ferromagnetic  $\text{Mn}_5\text{Ge}_3$  epilayers / Panguluri R. P., Zeng C., Weitering H. H., Sullivan J. M., Erwin S. C., Nadgorny B. // *physica status solidi (b)*. 2005. Vol. 242. No. 8. P. R67-R69.
2. Anisotropy of the magnetocaloric effect: Example of  $\text{Mn}_5\text{Ge}_3$  / Maraytta N., Voigt J., Salazar Mejía C., Friese K., Skourski Y., Perbon J., Salman S. M., Brückel T. // *Journal of Applied Physics*. 2020. Vol. 128. No. 10.
3. Magnetic and structural properties of  $\text{Mn}_{5+x}\text{Ge}_{3+y}$  thin films as a function of substrate orientation / de Oliveira R. C., Demaille D., Casaretto N., Zheng Y. J., Marangolo M., Mosca D. H., Varalda J. // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2021. Vol. 539. P. 168325.
4. Structure and magnetic properties of thin permalloy films near the “transcritical” state / Svalov A. V., Aseguinolaza I.R., Garcia-Arribas A., Orue I., Barandiaran J.M., Alonso J., Fernández-Gubieda M.L., Kurlyandskaya G. V. // *IEEE transactions on magnetics*. 2010. Vol. 46. No. 2. P. 333-336.
5. Large anisotropic magnetocaloric effect in all-sputtered epitaxial terbium thin films / El Hadri M. S., Polewczyk V., Xiao Y., Mangin S., Fullerton E // *Physical Review Materials*. 2020. Vol. 4. No. 12. P. 124404.
6. Magnetocaloric refrigerant with wide operating temperature range based on  $\text{Mn}_{5-x}\text{Ge}_3(\text{Co}, \text{Fe})_x$  composite / Kim Y., Kang K. H., Kim J. H., Kim E. J., Choi K., Han W. B., Kim H. S., Oh Y., Yoon C. S. // *Journal of Alloys and Compounds*. 2015. Vol. 644. P. 464-469.

## ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТЕЙ ОБЪЁМНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В МОНОКРИСТАЛЛАХ $YAl_3(BO_3)_4$

П. П. Турчин<sup>1,2</sup>, В. И. Турчин<sup>1</sup>, М. В. Рауцкий<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Сибирский федеральный университет  
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

<sup>2</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук –  
обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН,  
660036 г. Красноярск, Академгородок, 50, строение 38  
E-mail: pturchin@sfu-kras.ru

Исследованы температурные зависимости скоростей объёмных акустических волн в монокристаллах  $YAl_3(BO_3)_4$ . Определены значения температурных коэффициентов скорости для исследованных акустических мод.

Зависимости скоростей объёмных акустических волн (ОАВ) в кристаллах от температуры относятся к ангармоническим эффектам и позволяют характеризовать их упругие свойства в различных диапазонах температур [1–3]. Определение температурных зависимостей скоростей ОАВ позволяет найти и определить «аномалии» в поведении физических свойств (нормальное поведение – увеличение скоростей ОАВ при уменьшении температуры). Наличие положительных значений температурных коэффициентов скоростей ОАВ ( $TCV$ ) может указывать на существование, так называемых, термостабильных срезов, которые имеют важное значение в акустоэлектронике.

Измерения температурных зависимостей скоростей  $V(T)$  ОАВ можно провести при помощи прибора *PPMS-9* (рис. 1) с доработанной измерительной ячейкой, описанной в работе [4].



Рис. 1. Установка *PPMS-9*

В данной работе были исследованы зависимости  $V(T)$  в монокристаллах  $YAl_3(BO_3)_4$ . Скорости ОАВ при комнатной температуре были определены ранее эхоимпульсным методом [5]. Экспериментальные значения  $V(T)$  для акустических мод, описанных в табл. 1, приведены на рис. 2 и 3.

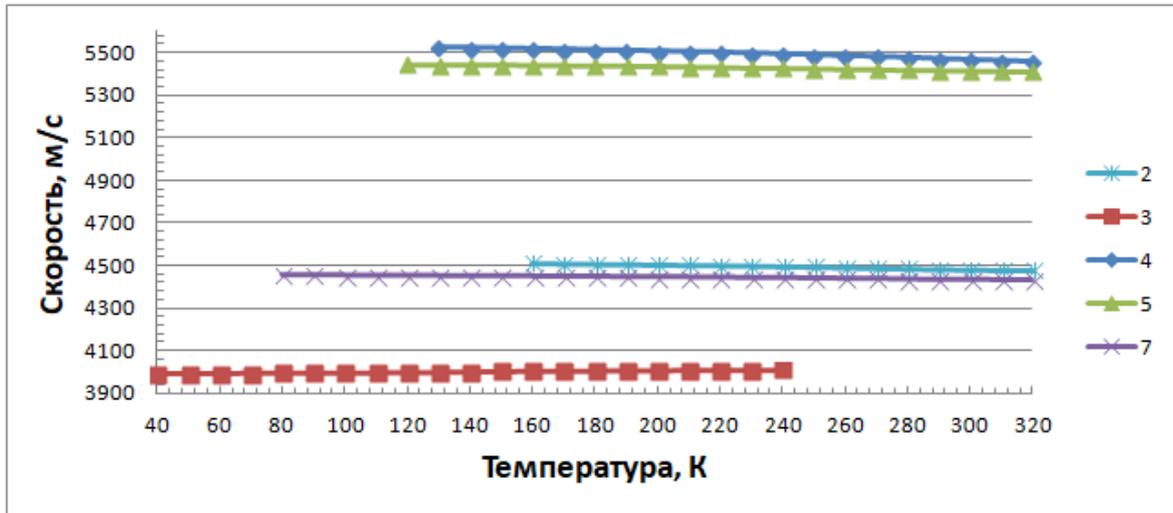


Рис. 2.  $V(T)$  сдвиговых ОАВ. Нумерация аналогична табл. 1

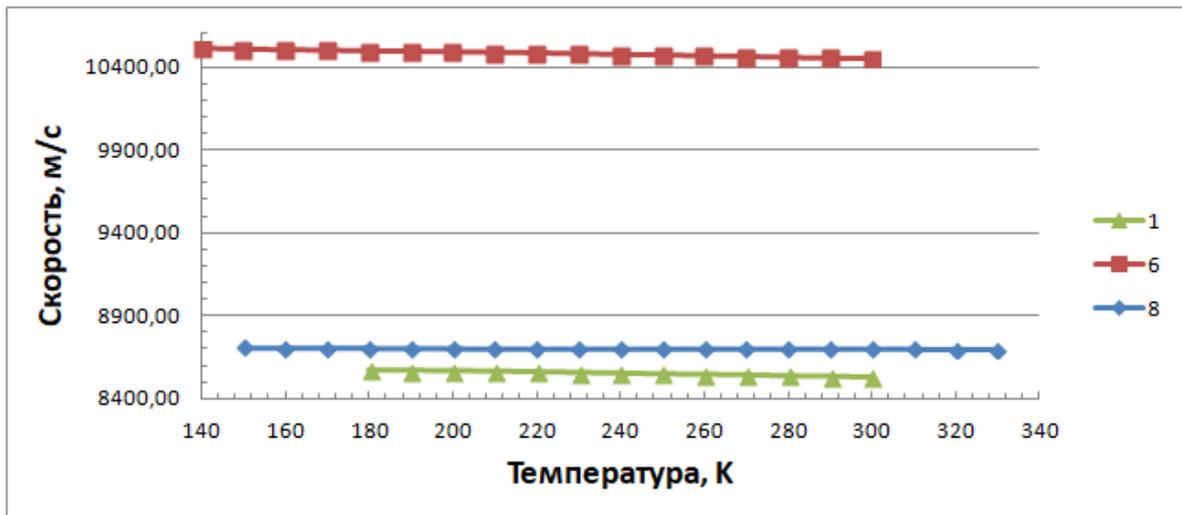


Рис. 3.  $V(T)$  продольных ОАВ. Нумерация аналогична табл. 1

После линейной аппроксимации экспериментальных значений  $T(V)$ , значения  $TCV$  были рассчитаны по формуле

$$TCV = \frac{1}{v_i(20^\circ)} \left( \frac{v_i(40^\circ) - v_i(0^\circ)}{40^\circ} \right).$$

Полученные значения приведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения  $TCV$  для измеренных направлений

$N$ п./п.	$\vec{N}$	$\vec{U}$	Тип волны	Скорость, при комнатной температуре, м/с	$TCV, 10^{-6}$ град $^{-1}$
1	[001]	[001]	$L$	8533±5	-39,8
2			$S$	4486±1	-49,1
3	[100]		$S$	4020±1	28,2
4			$S$	5464±1	-63,8
5	[010]	[100]	$S$	5415±1	-31,4
6			$QL$	10456±5	-26,8
7			$QS$	4434±1	-23,6
8	$[0 \cos(\varphi) \sin(\varphi)]$		$QL$	9202±3	-6,8

Видно, что для исследованных акустических мод  $TCV$  имеют отрицательные значения, за исключением  $TCV$  медленной сдвиговой моды в направлении [100].

## Список литературы

1. Сиротин Ю. И., Шаскольская М. П. Основы кристаллоакустики. Наука. – 1975.
2. Александров К. С., Продайвода Г. Т. Анизотропия упругих свойств минералов и горных пород: Новосибирск: изд-во СО РАН. – 2000.
3. Sorokin V. P., Turchin P. P., Burkov S. I., Glushkov D. A., Aleksandrov K. S. Influence of static electric field, mechanical pressure and temperature on the propagation of acoustic waves in  $La_3Ga_5SiO_{14}$  piezoelectric single crystals. // In Proceedings of 1996 IEEE International Frequency Control Symposium (pp. 161-169), IEEE.
4. Турчин В. И., Семишин Е. И., Рауцкий М. В., Турчин П. П. Разработка измерительной ячейки для измерения скоростей объемных акустических волн в приборе РРМС-9 // Проспект Свободный – 2022: материалы VIII Международной конференции студентов, аспирантов и молодых учёных – Красноярск: СФУ, 2022. – С. 2675–2678.
5. Turchin P. P., Burkov S. I., Turchin V. I., Yurkevich S. V., Sukhodaev P. O., Raikova I. S. Electromechanical properties and anisotropy of acoustic waves characteristics in single crystals  $YAl_3(BO_3)_4$ . // Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Математика и физика», 2019 12(6), 756–771.
6. Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах. Применение для обработки сигналов. – 1982.

## ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ТРАВЛЕНИЯ КРЕМНИЯ С ПОМОЩЬЮ КОМПЬЮТЕРНОЙ ОБРАБОТКИ

Д. С. Усанов, В. А. Юзова

*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Ак. Киренского, 28  
E-mail: usanovdima1999@mail.ru*

Исследован процесс анодного травления кремния с помощью компьютерной обработки электрических параметров электрохимической ячейки. Произведены замеры напряжения через программу «Мультиметр». Построена временная диаграмма, позволяющая отследить изменение напряжения электрохимической ячейки.

Кремниевые технологии в настоящее время занимают лидирующее место в мире полупроводниковой электроники. Вследствие этого многие учёные ищут новые структуры на основе кремния и на протяжении последних десятилетий интенсивно проводят исследования технологий получения пористого кремния, а также изучения его свойств. Пористый кремний – это наноструктурный материал, представляющий большой интерес благодаря ряду уникальных свойств. В технологии его получения чаще всего используется анодное электрохимическое травление [1]. При этом необходимо осуществлять динамический контроль тока и напряжения на электрохимической ячейке с целью завершения процесса травления в нужный момент времени.

Целью настоящей работы является исследование процесса анодного травления кремния с помощью компьютерной обработки электрических параметров электрохимической ячейки.

Схема подключения электрохимической ячейки при анодировании представлена на рис. 1.

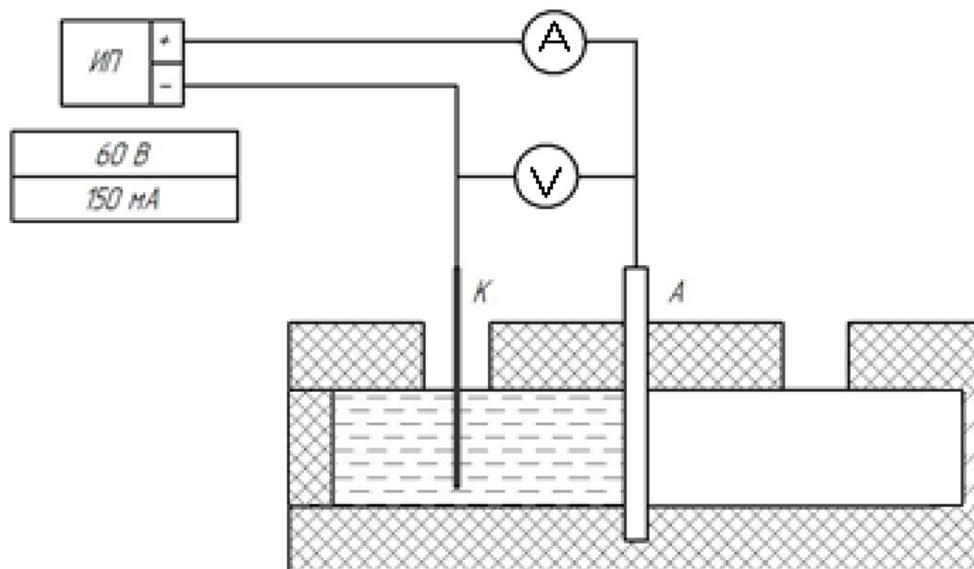


Рис. 1. Схема подключения ячейки для электрохимического травления образца кремния: А – анод (кремниевый образец), К – катод (никелевый электрод), А – амперметр, V – вольтметр, ИП – источник питания

Двухкамерная ячейка изготовлена из фторопласта. В одну из камер с размещённым катодом  $K$  заливается водный раствор плавиковой кислоты  $\text{HF}: \text{H}_2\text{O} = 1:1$ . Образец кремния, являющийся анодом  $A$ , освещается светом через окно пустой ячейки. Микроамперметр и вольтметр необходимо подключить к компьютеру для наблюдения за током и напряжением в реальном времени. Для этого необходима программа сопряжения приборов с компьютером. Для замера напряжения используется цифровой мультиметр  $MS8250D$ , подключённый через кабель *mini USB* к компьютеру.

Замеры напряжения происходят через программу «Мультиметр», скачанную с сайта производителя и установленную на компьютер с операционной системой *Windows 7*. Данные выводятся на экран компьютера, показанном на рис. 2. Слева вверху высвечивается значение измеряемого параметра (напряжения или тока) в реальном времени. Слева снизу осуществляется запись измеряемого параметра с частотой 4–5 раз в секунду, что в последующем позволит работать с этими данными. Справа наблюдается график изменения измеряемого параметра.

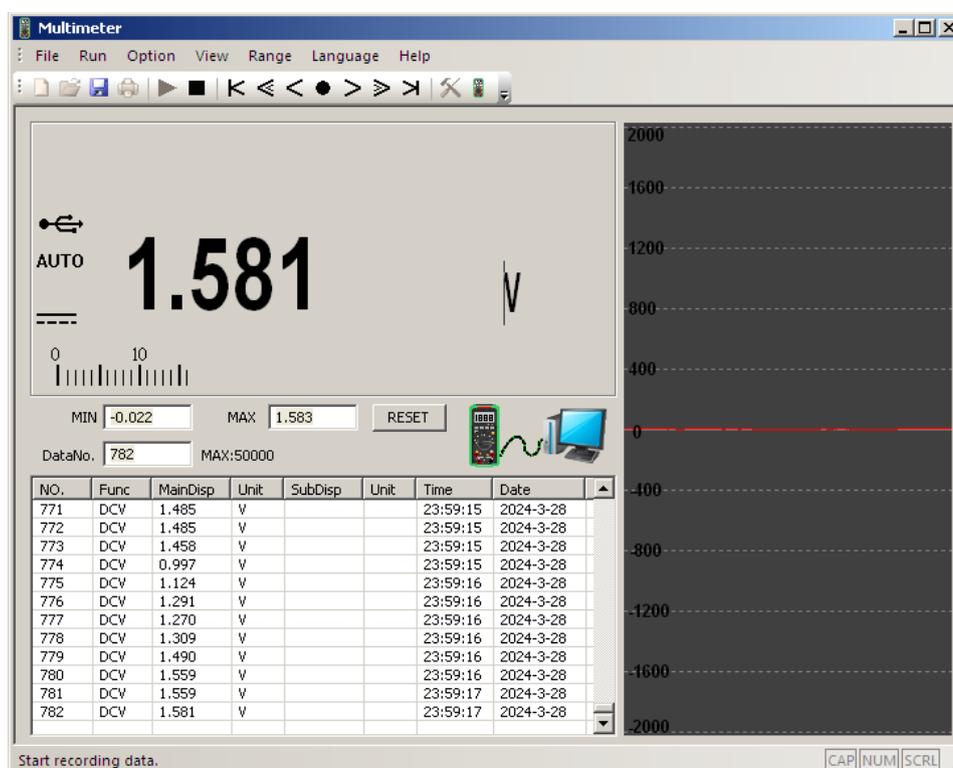


Рис. 2. Экран монитора

После эксперимента данные из программы извлекаются и сохраняются в файле с расширением *xlsx* или *txt* с возможностью их обработки и построения графиков для дальнейшего анализа.

Данная методика была апробирована для визуального контроля изменяющегося напряжения на электрохимической ячейке при анодном травлении монокристаллического кремния в гальваностатическом режиме, т. е. режиме, когда в электрической цепи протекает постоянный ток. Временная диаграмма напряжения на ячейке представлена на рис. 3. Напряжение измеряется в вольтах, время – в минутах.

Согласно закону Ома  $I = V/R$ , где  $I$  – протекающий по ячейке ток;  $V$  – измеряемое на ячейке напряжение;  $R$  – сопротивление образца с растущим слоем пористого кремния; уменьшение напряжения  $V$  приводит к уменьшению сопротивления  $R$ .



Рис. 3. Временная диаграмма

Из диаграммы видно, что при травлении в течение 6 минут сопротивление уменьшается, что можно связать с удалением оксидной пленки на поверхности монокристаллического кремния. Далее начинает формироваться пористый слой на кремниевом образце. Известно [2], что сопротивление пористых слоев растёт по-разному. Существует макропористых кремний, у которого сопротивление изменяется незначительно по сравнению с монокристаллическим кремнием (наш образец имел удельное сопротивление 10 Ом/см). А есть микропористый кремний, сопротивление которого увеличивается на несколько порядков (табл. 1). При этом формирующиеся поры также будут иметь разную морфологию и разные размеры.

Таблица 1

**Характеристики пористого кремния разных типов**

Тип ПК	Размер пор, нм	Пористость $\rho$ , %	Площадь поверхности, $\text{м}^2/\text{г}$	Удельное сопротивление $\rho$ , Ом/см
Микро	< 2	~70–90	~800	$10^7$ – $10^{14}$
Мезо	2–50	~30–70	~200	$10^4$ – $10^7$
Макро	> 50	~5–30	~1	3–30

Судя по диаграмме рис. 3 и табл. 1 у нас формируется в течение 25 минут макропористый кремний, у которого сопротивление увеличивается незначительно. А компьютерная визуализация является достоверным и простым методом контроля за процессом анодного травления кремния

**Список литературы**

1. Старков В. В. Получение, свойства и применение пористого кремния // Все материалы. Энциклопедический справочник. – 2009. – № 4. – С. 13–22.
2. Астрова Е. В., Нечитайлов А. А, Забродский А. Г. Кремниевые технологии для микротопливных элементов // Альтернативная энергетика и экология. – 2007. – № 2. – С. 60–65.

## СЕКЦИЯ

### «ADVANCED TRENDS IN RADIOELECTRONICS, TELECOMMUNICATION AND ENGINEERING» (ДОКЛАДЫ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ)

---

#### USING A Wi-Fi STANDARD RADIO NETWORK TO CONTROL UNMANNED OBJECTS

E. A. Sokolova, T. S. Popova, D. Yu. Chernikov, O. V. Gryadunova (language advisor)

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: esokolova-rf22@stud.sfu-kras.ru,  
tanya\_popova\_2004@inbox.ru,  
dchernikov@sfu-kras.ru

The paper presents and analyzes the results of a full-scale experiment to evaluate the performance of wireless multiservice networks of Wi-Fi standard built using equipment manufactured by Huawei company. Measurements of information speed in the wireless network were carried out using the iperf3 utility.

Wireless networks of Wi-Fi standard are undoubtedly quite a typical example of wireless multiservice packet networks [1]. As practice shows, for a packet telecommunication network the most important parameters characterizing the quality of service provision – delay and information transmission rate – are random variables. By repeatedly measuring the information transmission rate and delay by experimental means, the behavior of the whole wireless network can be largely predicted.

Experimental assessment of the influence of the mentioned basic parameters of the packet data network built on Wi-Fi technology can be given on the basis of analyzing the results of measurements of the information rate  $V_{\text{Wi-Fi}}$ , obtained during the full-scale experiment using real subscriber equipment [2].

The scheme of measurements is shown in the fig. 1.

The experimental setup (fig. 1) includes the following devices: PC for Access Point administration (1), client device (2), spectrum analyzer (3), Huawei AR611W router (4) [4], SFU corporate network (5), measurement server for Wi-Fi network (6).

In order to obtain more data about the  $V_{\text{Wi-Fi}}$  transmission rate, the parameters of the Wi-Fi network access point were changed using the AR Web Platform Web interface. The parameters included spectrum width, frequency channel number and signal strength.

During measurements, the set parameters were controlled by means of the spectrum analyzer (3). Having received a coherent signal from Wi-Fi air, the spectrum analyzer showed spectrum.

Information rate measurements  $V_{\text{Wi-Fi}}$  are performed using the iperf3 utility [5]. For correct work with iperf3 it is necessary to place the client and server parts on different devices connected via wireless network. Personal computer (laptop) (2) was used as a client device connected to the Wi-Fi network formed by Access Point (4). Personal computer (6) – as a measurement server connected via Ethernet cable through the SFU corporate network to the access point of the Huawei AR611W router.

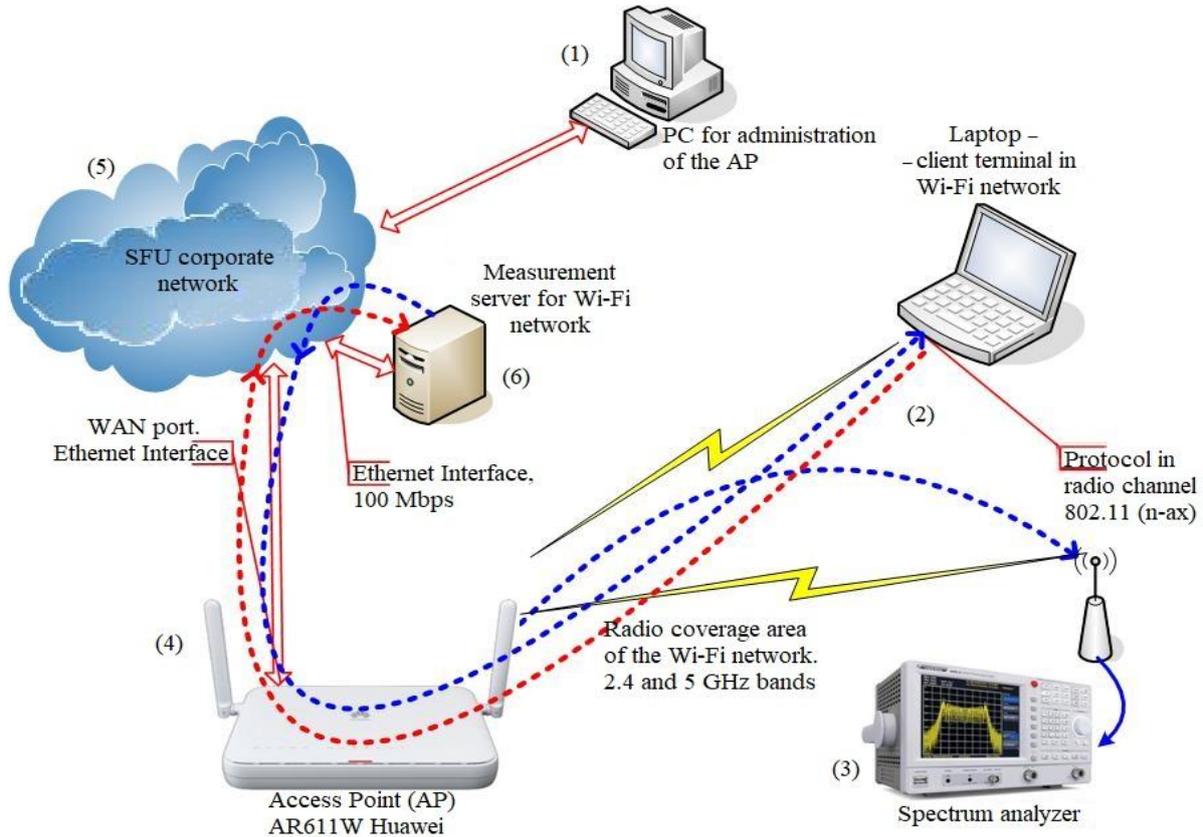


Fig. 1. Scheme of communication organization for radio measurements in Wi-Fi network

The rate  $V_{Wi-Fi}$  in a Wi-Fi radio channel is a non-negative value, which for the purposes of this study in a real Wi-Fi network can be measured using the methodology outlined in [3]. The  $V_{Wi-Fi}$  information rate is understood as the number of bits per unit of time sent as part of test packets through the Wi-Fi network to the measurement server using the following command:

$$\text{iperf3 -c «connection host.» -t «experimental time» > «file name».txt \quad (1)$$

where iperf3 is the name of the utility to be called;

«-c» – key, means using the computer as a client;

«-t» – allows you to set the total duration of the test (default is 10 seconds);

«>» – sign of writing the measurement results to a text file. The name of the text file was specified as one of the command arguments (1).

The set of possible keys for this utility is quite wide. Table 1 and 2 below show examples for service and client mode.

Within the framework of this work, the transmission of data stream in Wi-Fi radio channel is considered only in accordance with TCP protocol, which provides for the client to acknowledge the correct reception of each data packet and re-request the transmission of the packet that was received with an error.

The measurements were carried out in the 2,4 GHz and 5 GHz bands. The results of the spectral measurements of the coupled signals and the corresponding results of the  $V_{Wi-Fi}$  information rate measurements for TCP traffic transmission for the 2,4 GHz band are presented in fig. 2 and 3. Fig. 4–5 show the measurement results for the 5 GHz band.

Table 1

## Keys for server

Key	Description	Description
-s	--server	Running iPerf in server mode
-D	--daemon	Server in the background, standard output can be reassigned to a file
-I	--pidfile file	Use standard input for transmission
-l	--one-off	Packet size; 8K for TCP and 1470 for UDP is used by request

Table 2

## Keys to the client

Key	Description	Description
-c	--client <xoct>	Start iPerf in client mode by connecting to a host
-u	--udp	UDP protocol instead of TCP
-b	--bandwidth #[KMG][/#]	For UDP testing, set on the client side; default is 1 Mbps
-t	--time #	Test time in seconds (default is 10 sec)

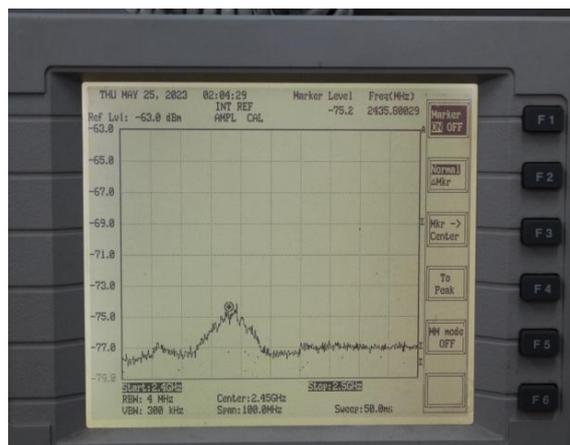
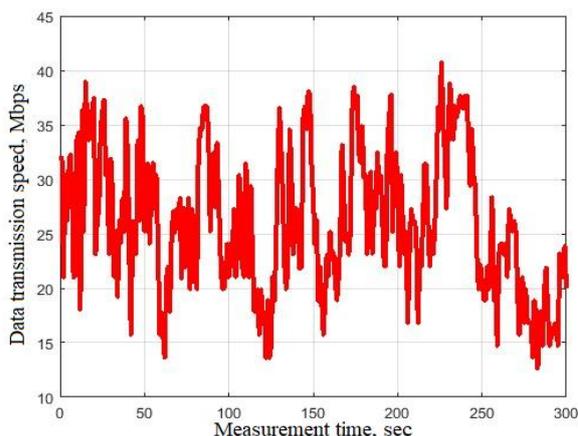


Fig. 2. Time dependence of data rate for 20 MHz spectrum width in the 2,4 GHz range

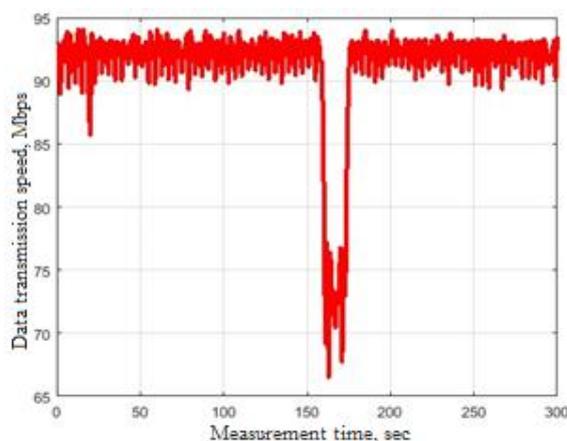


Fig. 3. Time dependence of data rate for 40 MHz spectrum width in the 2,4 GHz range

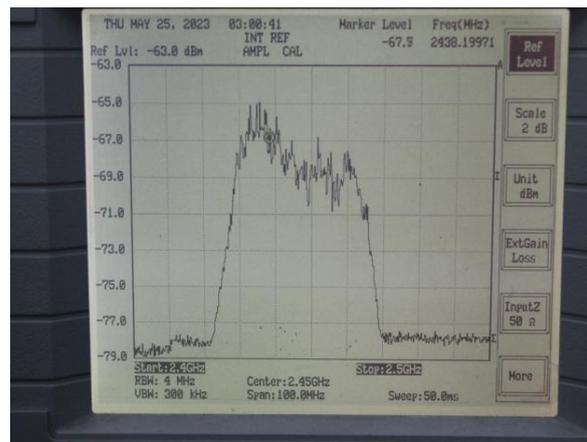
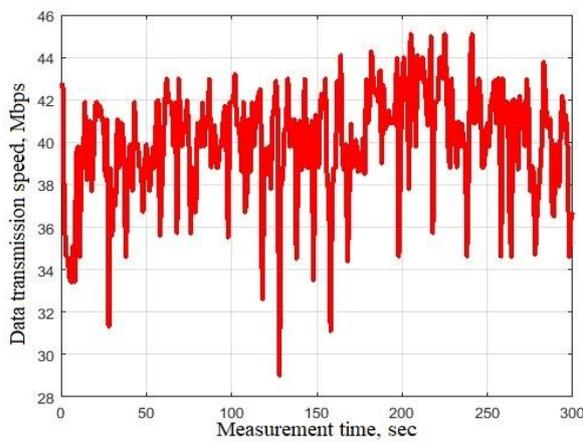


Fig. 4. Time dependence of data rate for 40 MHz spectrum width in the 5 GHz range

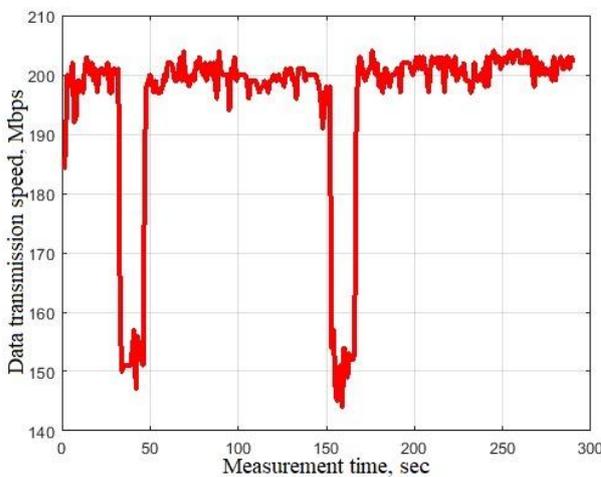


Fig. 5. Time dependence of data rate for 80 MHz spectrum width in the 5 GHz range

The information transmission speed in fig. 2–4 does not exceed 100 Mbps. Such a limit is explained by the prevailing equipment in the SFU corporate network, the performance of which is 100 Mbit/s.

Similar to the scheme of communication organization (fig. 1), additional measurements of  $V_{WI-FI}$  speed (fig. 5) in the range of 5 GHz for a bandwidth of 80 MHz were carried out. High values of the information rate are due to the connection of the measurement server directly to the WAN port of the Wi-Fi router. The short-term drops of the information rate are most likely a consequence of some additional computational procedures performed on the client or server parts of the used measurement scheme (fig. 1), and should be excluded to correctly carrying out the tasks of further statistical processing.

The transmission of useful information was performed between the client device (laptop) and the measurement server (PC) in the 2,4 GHz band according to the 802.11n protocol. In the 5 GHz band, this kind of communication took place using the 802.11ac protocol [4]. This difference was the main reason for the differences in the information rate values obtained.

In addition to  $V_{WI-FI}$  information rate measurements and signal spectrum data, the Wi-Fi networks of the Huawei AR611W router were analyzed.

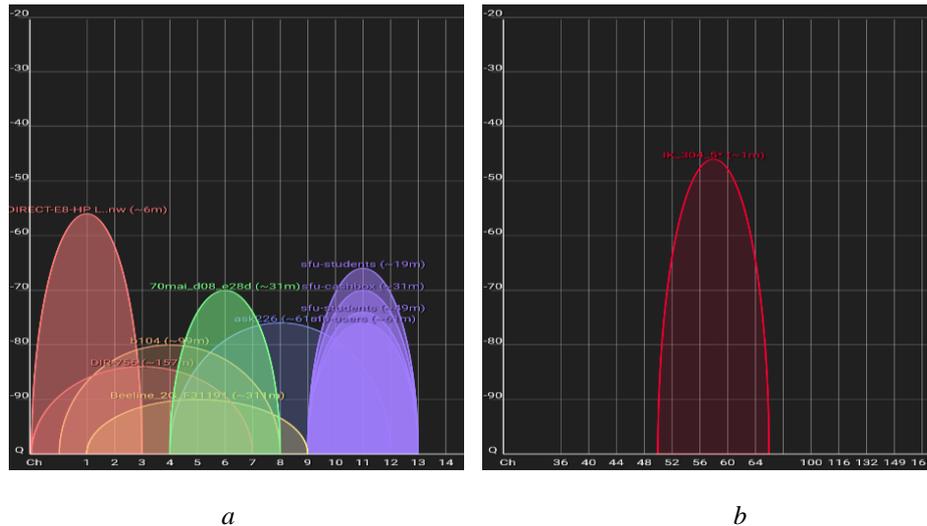


Fig. 6. Channel occupancy for 2,4 GHz – *a* and 5 GHz frequency range – *b*

The 2,4 GHz band (fig. 6, *a*) has 10 Wi-Fi networks, each intersecting with at least one occupied neighboring channel. On the channel number 11 there are 4 access points with identical spectrum width of the communication signal, which indicates a high level of interference and low speed of Wi-Fi connection. On the 5 GHz band (fig. 6, *b*) there is one network in channel 58. This network provides stable connection with minimal data loss and high throughput.

## References

1. Leary J., Roshan P. Fundamentals of building wireless local area networks of 802.11 standard M.: Publishing House "Vil-Yams" – 2004. – 304 p.
2. Zabrodin A. N., Voytsekhovskiy V. N., Chernikov D. Yu. Features of measurement of parameters of multiservice communication network on the basis of Wi-Fi technology. In the collection: Fundamental bases, theory, methods and means of measurements, control and diagnostics. // Proceedings of 19-th International Youth Scientific and Practical Conference. – 2018. – P. 287–292.
3. Technologies of modern wireless Wi-Fi networks : textbook / E. V. Smirnova, A. V. Proletarskiy [et al]. Moscow: Bauman Moscow State Technical University Publishing House. – 2017. – 446 p. <https://ru-huawei.com/marshrutizator-huawei-ar611w/> [19.02.2024].
4. <https://ru-huawei.com/marshrutizator-huawei-ar611w/> [19.02.2024].
5. iPerf utility [iPerf – The TCP, UDP and SCTP network bandwidth measurement tool]. URL: <https://iperf.fr/> [19.02.2024].

# EVALUATING VIDEO COMPRESSION TECHNIQUES USING PYTHON FOR WIRELESS SENSOR NETWORKS

O. A. Dheyab<sup>1,2</sup>, D. Yu. Chernikov<sup>1</sup> (scientific supervisor)

<sup>1</sup>*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28*

<sup>2</sup>*University of Technology-Iraq  
Al-Sina'a Street, Baghdad, Iraq*

E-mail: Omer.A.Dheyab@uotechnology.edu.iq

Power consumption has emerged as a significant obstacle in wireless sensor networks. The operation of devices and transmission of data to central point's necessitates significant power consumption. Nevertheless, the utilization of data compression techniques leads to a notable enhancement in power consumption. Python can be used to transfer data in wireless sensor network systems. This study tests the ability of the Python programming language to compress video data before transferring it.

Wireless sensor networks (WSNs) are networks comprised of a group of compact devices called "sensors" that are equipped with wireless sensing and communication capabilities. These networks are specifically engineered to gather data from the surrounding environment, including heat, light, sound, and vibration, and transfer it wirelessly to a central collecting point or base station. Wireless sensor networks are crucial for efficiently gathering environmental data and conducting real-time monitoring on a broad scale. They have a wide range of applications, including:

- industrial control and monitoring: Wireless sensor networks have the capability to be employed in factories and industrial facilities for the purpose of monitoring the condition of equipment and operations. It has the capability to identify potential defects, enhance effectiveness, and lower expenses;

- healthcare: Wireless sensor networks have the potential to be utilized in healthcare settings, specifically for monitoring the health conditions of patients in hospitals or providing ongoing care for individuals with specific needs in their own homes. It can offer crucial information for monitoring and facilitating improved decision-making in the healthcare sector;

- environmental monitoring: Wireless sensor networks have the capability to observe and assess the condition of the environment in many settings, including natural regions like forests, as well as urban infrastructure like bridges and highways. WSN has the ability to identify abrupt alterations in the environment, such as floods or fires.

In some applications the camera is used as an optical sensor in wireless sensor networks. Video is also sent from the sensors to a collection point or base station [1, 2]. To increase the efficiency of video data transmission, especially when the communication channel impairment, video data is compressed. Compression techniques are used to reduce the size of data and increase transmission efficiency. Video compression involves converting an uncompressed video format into a compressed one, which reduces its size and data transfer requirements, resulting in power savings.

High Efficiency Video Coding (HEVC) and Advanced Video Coding (AVC) are two effective techniques for compressing video with high efficiency.

Advanced Video Coding (AVC), commonly known as H.264, is a standard for compressing video. The format is widely utilized for recording, compressing, and distributing video content, with a usage rate of 91 % among video industry developers as of September 2019. H.264 capable of displaying content with a maximum resolution of 8K Ultra High Definition (UHD). The objective of the H.264/AVC project was to establish a standard that

could deliver high video quality at significantly reduced bit rates compared to previous standards (specifically, half or less than the bit rate of MPEG-2, H.263). This was to be achieved without excessively increasing the complexity of the design, so as to ensure practicality and cost-effectiveness in implementation [3].

High Efficiency Video Coding (HEVC), sometimes referred to as H.265, is a video compression standard developed as a component of the MPEG-H project to replace the widely adopted Advanced Video Coding (AVC). HEVC provides a data compression improvement of 25 % to 50 % compared to AVC, while maintaining the same video quality. Alternatively, it can deliver significantly enhanced video quality at the same bit rate. H.265 capable of displaying resolutions as high as 8192×4320, which includes 8K Ultra High Definition (UHD) [4].

Wireless sensor network systems can make use of the Python programming language. Python contributes to data transmission and live video applications through the provision of various libraries and tools. Python's OpenCV module enables direct video streaming from webcams or video files. They can be utilized to develop applications for transmitting live video over a network.

This article examines the Python programming language's ability to compress video data using the H.264 and H.265 techniques. The data compression ratio and compression process speed are also computed.

Compression of a video stream with different resolutions was tested. Fig. 1 shows the simulation result of video stream compression using H.264 and H.265 techniques. Fig. 2 illustrates the duration required to compress the data.

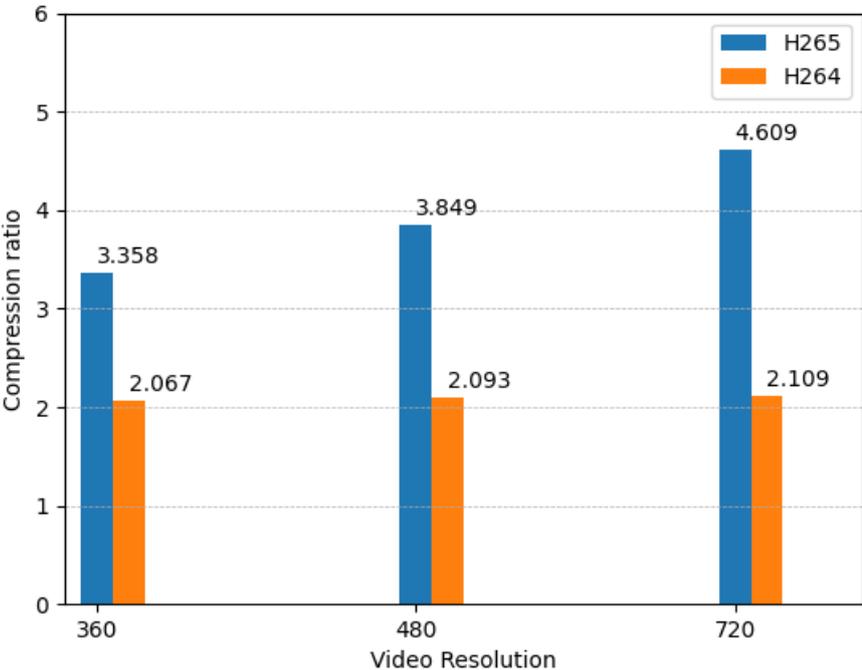


Fig. 1. The simulation result of video stream compression using H.264 and H.265 techniques

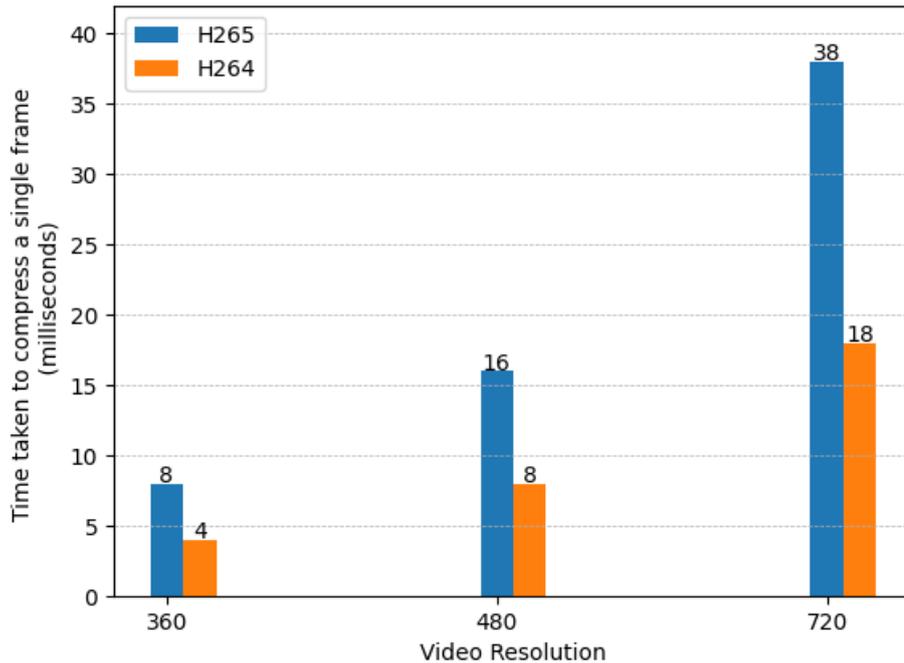


Fig. 2. The duration required to compress the data

Through the results of the simulation process, we notice that the H.265 technique provides a higher compression ratio than H.264. Nevertheless, the H.265 technique requires more time to compress data compared to H.264. It is evident that there is a direct correlation between video resolution and data compression time, whereby greater resolutions result in longer compression times.

## References

1. Dheyab, Omer A. Dheyab, Dmitry Yu. Chernikov, and Alexander S. Selivanov. "Using the City's Surveillance Cameras to Create a Visual Sensor Network to Detect Fires." (2024), pp. 266–274.
2. Dheyab, Omer A., Dmitry Yu Cherniko, and Alexander S. Selivanov. "Integration of Deep Learning and Wireless Sensor Networks for Accurate Fire Detection in Indoor Environment." *Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии* 17.1 (2024), pp. 124–135.
3. Sun, Yanfei, et al. "Research on scalable video watermarking algorithm based on H. 264 compressed domain." *Val.* 227 (2021), pp. 165911.
4. Wen, Wenying, et al. "A multi-level approach with visual information for encrypted H. 265/HEVC videos." *Multimedia Systems* 29.3 (2023), pp. 1073–1087.

## BRIDGE-TYPE CRANE TROLLEY

M. A. Baksheeva, I. V. Alekseenko (language advisor)

*Polytechnic Institute of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 26  
E-mail: univ7a2a@gmail.com

In this paper, the basic principle of operation of a bridge-type crane trolley is considered.

Lifting machines are machines that ensure the mechanization of all lifting and mounting operations and a significant part of the transshipment operations on the construction site. They also service production processes for repair and other purposes.

Lifting machines are machines of continuous (cyclic) action and are characterized by the fact that in the working cycle, the periods of operation of one mechanisms move with pauses during which other mechanisms operate.

By design and the type of work performed, lifting machines are divided into jacks, winches, cranes and lifts. This paper considers the movement of a bridge-type crane trolley.

A bridge crane is a lifting machine that moves along rails at some distance from the ground (floor) and ensures the movement of cargo in three mutually perpendicular directions. Bridge cranes are one of the most common means of mechanization of various industries, loading and unloading and storage operations.

Moving along paths located above the ground, they do not occupy the useful area of the workshop or warehouse, while at the same time providing service to almost any of their points.

General-purpose bridge-type cranes include cranes designed to work with a variety of loads and having cargo hooks as lifting devices. Sometimes these cranes, unlike cranes equipped with special lifting devices (grabs, magnets, etc.), are called hook cranes, which, according to statistical studies, account for about 2/3 of all bridge-type cranes in operation. Individual loads intended for lifting and moving with by such crane are hung on a hook using slings (rope, chain) or various special grips.

Monitoring the operation of cranes shows that over the past 25 years, the intensity of crane use has increased by more than 2 times. At the same time, the operating time of the mechanisms without load is equal to the time they work with loads, and the time spent on hanging the load and releasing the hook is from 30 to 50 % of the full cycle time with manual slinging. In this regard, the number of operating cycles of these cranes does not exceed 15–20 times per hour. Since general-purpose cranes are used in factories and warehouses with mixed cargo flows of various types, their productivity increases significantly when equipped with automatic lifting devices. If it is necessary to move small piece loads, bulk materials or liquids, containers, boxes, buckets, etc. are hung on the hook.

The mechanisms for moving trolleys usually have a central drive with a low-speed transmission shaft. The number of running wheels of the trolleys depends on the lifting capacity. For lifting capacities up to 160 tons, it is possible to use four wheels preliminarily, and for higher lifting capacities, eight wheels are preferable. It is preferable to position the reducer in the middle between the driving travelling wheels, with both halves of the transmission shaft are twisting under load at the same angle, which promotes simultaneous starting of the driving wheels and the elimination of distortions.

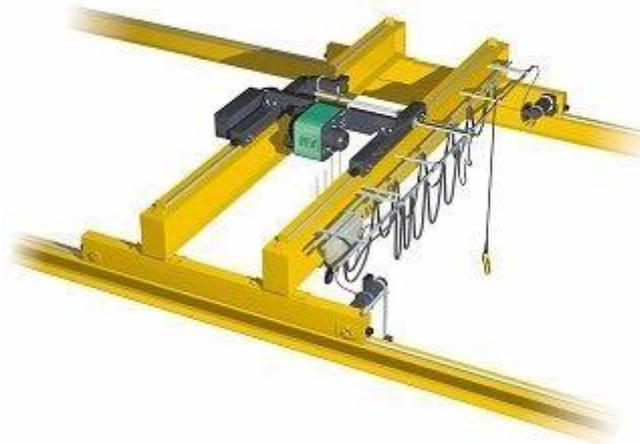


Fig.1. Construction of a bridge-type crane trolley

When moving the trolley along the rails, the rolling friction of the wheels on the rails, the sliding friction of the axles in the bearings and the friction of the wheel edges on the rails are taken into account (fig. 1).

The main reason for the appearance of sliding of the wheel edges along the rail head is the difference in resistance from the friction of the supports and the value of the sliding friction coefficient between the rib and the rail.

Since with a central drive the coefficient of friction of the ribs is less than with a separate one by about 7–8 %, it can be assumed that the wear of the ribs when the load is located in the middle of the span will be by the same percentage less due to the same resistance to movement of the supports.

### References

1. Story-technics.ru: Information about bridge-type cranes: site. URL: <https://stroy-technics.ru/article/svedeniya-o-mostovykh-kranakh> (date of application 02.02.2024).

## SMART CITIES: INNOVATIVE AND EFFICIENT URBAN ENVIRONMENT

A. V. Boldina, I. V. Alekseenko (language advisor)

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28*

Email: bav1411@mail.ru

The article highlights the impact of the latest technologies on various spheres of life in 2024. Particular attention is paid to radio electronics as a key area related to the creation of smart city systems, automation of industrial processes and other innovations that increase the efficiency of business processes and the standard of living of the population.

In 2024, the modern world is rapidly moving towards the use of the latest technologies in various areas of life. One of the key areas where technological innovation is having a significant impact on radio electronics. With the development of digital technologies and the Internet of things, electronic engineering is closely related to the creation of smart city systems, automation of industrial processes and other innovations that not only increase the efficiency of business processes, but also directly affect the standard of living of the population of society.

A key aspect of the introduction of radio electronics technologies into the economy is process automation. Thanks to the developments of engineers, many industrial enterprises today can optimize their production chain, reduce production time and reduce costs. This leads not only to increased productivity, but also to increased competitiveness of companies in the market.

Smart city systems, developed on the basis of radio electronics and digital technologies, represent a powerful tool for improving the life of the urban population. They allow us to optimize transport infrastructure, manage utility resources more efficiently, ensure safety and control the environmental situation. As a result, cities become more comfortable for residents, which helps improve their quality of life.

Smart city systems can be divided into several main groups depending on the areas in which they apply technologies to optimize urban infrastructure and improve the quality of life of citizens. Here are the main groups of smart cities:

1. Transport and mobility;
2. Energy and ecology;
3. Information technology and digital economy;
4. Infrastructure and urban planning;
5. Security and crisis management;
6. Social services and comfort of life.

Each of these groups of smart cities has its own priorities, goals and technological solutions aimed at improving the lives of the urban population and optimizing the functioning of the urban environment.

The implementation of smart cities brings several significant benefits to the economy:

1. Resource efficiency: Smart cities optimize the use of resources such as energy, traffic flows, water supply and others, which helps reduce costs and improve the productivity of urban infrastructure.

2. Increased competitiveness: thanks to the use of advanced technologies, smart cities become attractive for business and investment. This contributes to the development of entrepreneurial activity, the creation of new jobs and economic growth.

3. Improving the quality of life: smart city systems provide comfort, safety and convenience for residents. Improved transport infrastructure, access to information services,

and management of public utilities improve the standard of living of citizens.

4. Reducing the burden on the environment: optimizing energy consumption, reducing emissions of harmful substances, and waste management help reduce the negative impact on the environment and contribute to the sustainable development of cities.

5. Development of the digital economy: the use of digital technologies in smart cities stimulates the development of information technologies, the creation of new services and products, which contributes to the growth of the digital economy.

6. Modernization of infrastructure: the introduction of smart technologies encourages the modernization of urban infrastructure, which contributes to the growth of the construction industry, increased investment and job creation.

In 2024, the concept of a smart city has been slightly refined. Modern smart city concepts consider the metropolis as a living organism. Thus, in 2022, the Center for Smart City Research was formed as part of the Faculty of Urban and Regional Development of the National Research University Higher School of Economics as a response to the ripe need for scientific understanding of the ongoing process of digital transformation of cities.

Also in Russia, a digital twin of Moscow is being developed, and several local pilot projects are being worked on. It is expected that by 2025, the use of this technology will form a separate market for urban modeling and management decision-making based on it.

It should be noted that more and more investments are being made in new generation technologies (fig. 1) [1].

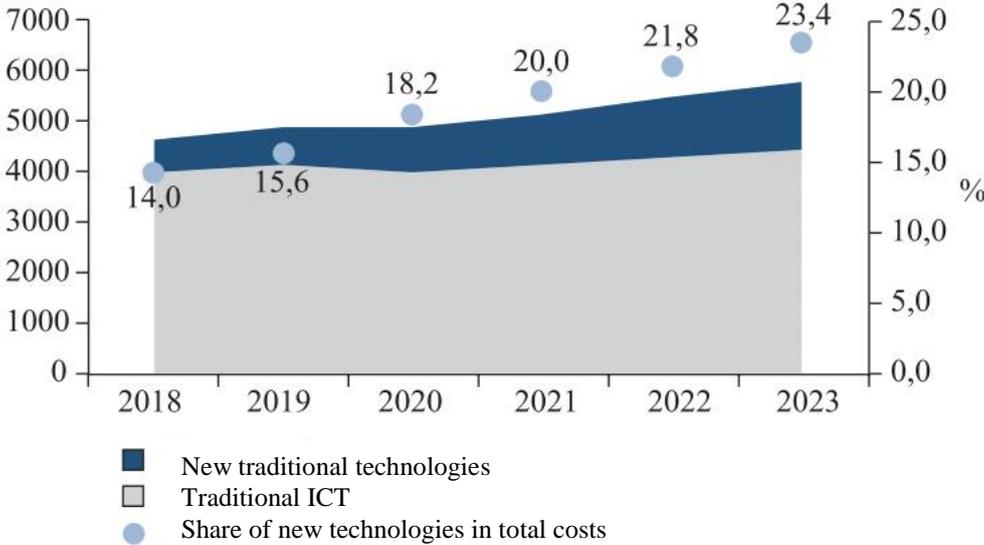


Fig. 1. Dynamics of investments in new digital technologies in the world, billion dollars (Source: HSE ISSEK calculations based on IDC data [IDC, 2020a]) [1]

The graph (fig. 2) clearly shows that digital spending in 2022 has increased significantly compared to previous years. This trend reflects increased interest in digital innovation and its significant impact on various areas of society [2].

Increased investment in digital technologies directly affects the development of smart city systems. Due to additional resources invested in the digital infrastructure of cities, smart cities can actively implement digital infrastructure smart cities can actively implement advanced technologies to optimize resource management, improve the efficiency of city infrastructure and improve the quality of life of citizens.

So, we suggest to pay attention to the distribution of internal costs for products and services related to the use of digital technologies (fig. 3) [3–5].

Gross domestic investments for the development of the digital economy

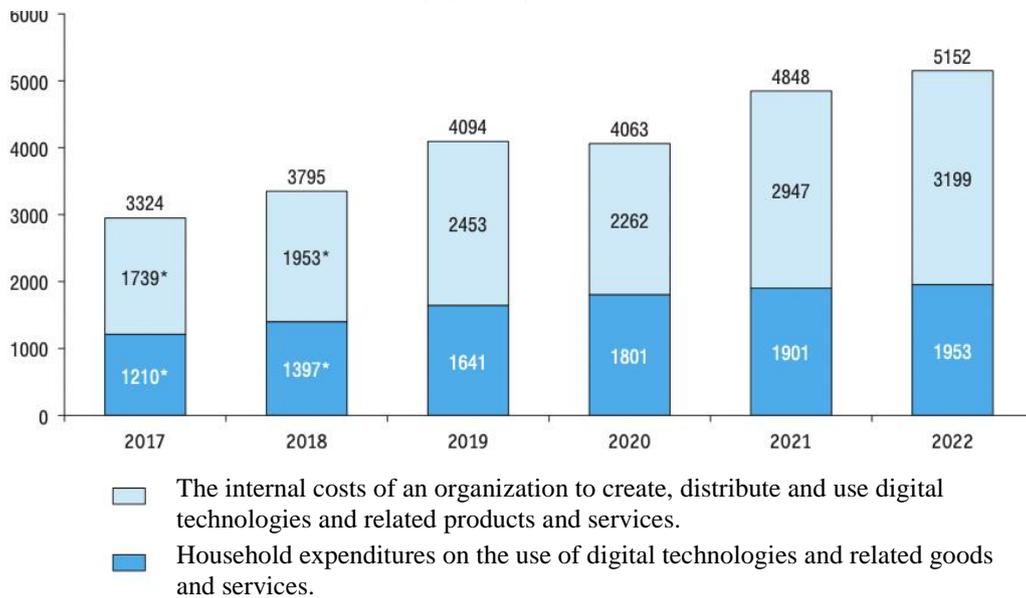


Fig. 2 The share of investments in the development of the digital economy as a whole is also growing [2]

Internal costs of the organization for the implementation and use of digital technologies, related with products and services by the type of economic activity

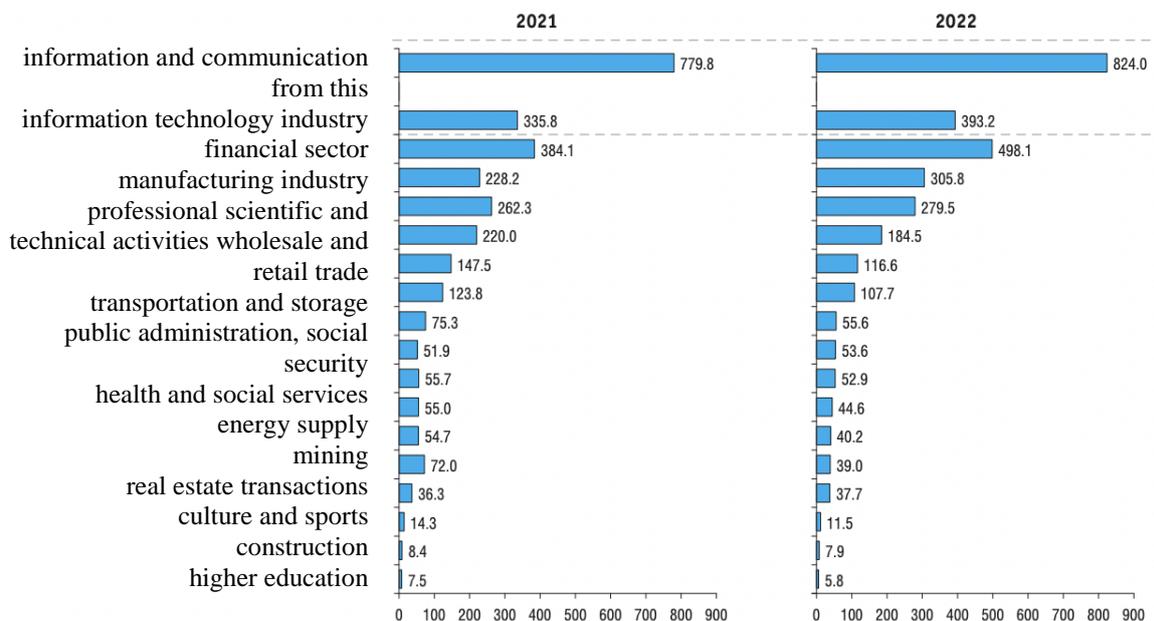


Fig. 3 The distribution of internal costs for products and services related to the use of digital technologies [3–5]

Smart cities are a key factor in modern development, effective management and improving the quality of life of citizens. Through the integration of advanced technologies, such as radio electronics, information systems, digital infrastructure, smart cities contribute to optimizing the use of resources, improving the environment, increasing productivity and competitiveness of the economy.

One of the key trends in the development of smart cities is the increasing share of investments in digital technologies every year. Investors and government agencies are increasingly aware of the importance of implementing smart solutions for sustainable urban development, which is reflected in the increase in funding for smart city projects.

Investment in digital technologies and smart cities continues to grow, demonstrating society's commitment to create innovative and efficient urban environments that promote economic growth, business development and improved living conditions for citizens.

### **References**

1. DIGITAL TRANSFORMATION OF INDUSTRIES: STARTING CONDITIONS AND PRIORITIES // Report of the Higher School of Economics. – Publishing House of the Higher School of Economics, 2021. – 242 p.

2. Pavlova M. A. Gavrilina A. B. Smart cities: prospects for emergence and development in Russia // IX International Scientific and Practical Conference “Strategies for the Development of Social Communities, Institutions and Territories”. – 2023. – No. Ural University Publishing House.

3. Schneider V. V. SMART CITIES – SUCCESS OF SUSTAINABLE DEVELOPMENT THROUGH DIGITAL TECHNOLOGIES // Azimuth of scientific research: economics and management. – 2023.

4. Topic “digital economy” // National Research University “Higher School of Economics” URL: <https://www.hse.ru/expertise/news/keywords/77044008/> (access date: 04.01.2024).

5. URBAN METABOLISM: THE MODERN CONCEPT OF A SMART CITY CONSIDERS A MEGA CITY AS A LIVING ORGANISM // HSEdaily URL: <https://daily.hse.ru/category/mneniya> (access date: 04.01.2024).

## DEVELOPMENT OF A SERVO DRIVER FOR A SERVO MOTOR

A. M. Boltunov, A. A. Komarov (scientific supervisor),  
I. V. Alekseenko (language advisor)

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: boltunov2004@gmail.com

This article presents the principle of developing an analogue of a servomotor control board, the production of which began with the study of the simplest frequency converters that are used to create a sinusoidal signal via Pulse width modulation (PWM).

Today, due to the closure of exports to Russia of many electronic devices, including servo motor control boards, it has become necessary to replace these boards with analogues of their own production. When developing the analog board, it was necessary to develop an electrical circuit diagram for generating a sinusoidal signal and supplying this signal to the windings of the servo motor.

Main board blocks (fig. 1):

- signal generation unit: microcontroller;
- signal transmission unit: galvanic isolation, comparators, bipolar transistors;
- power unit: MOSFETS;
- power measurement unit: current shunt, voltage drop amplification system, galvanic isolation.

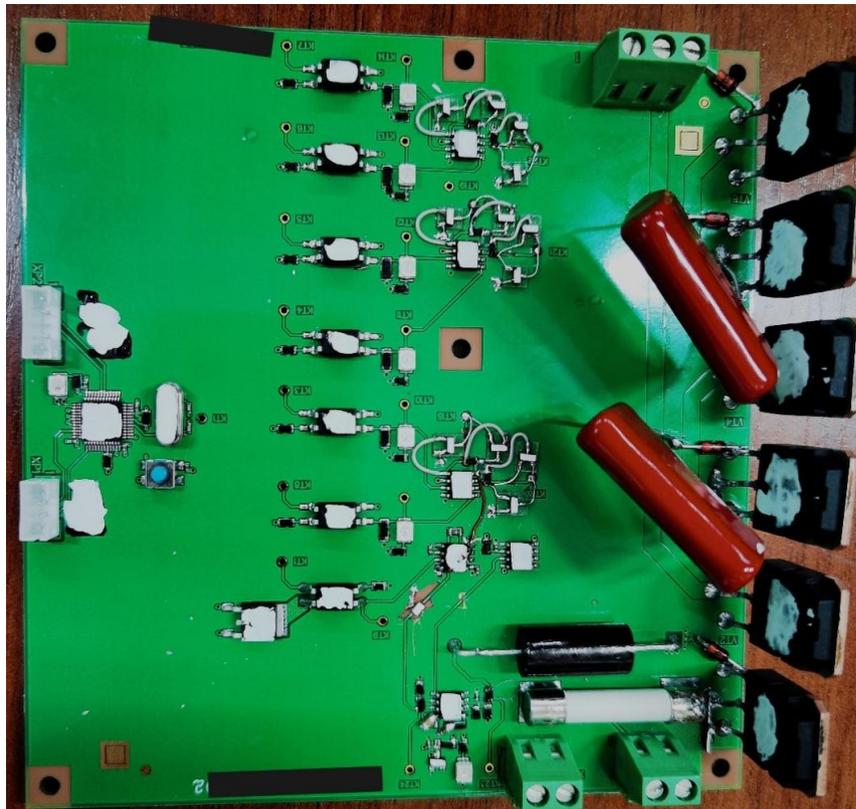


Fig. 1. The board appearance

Through a careful approach and study, a typical power circuit of frequency converters has been selected. In order to achieve a high PWM frequency, an electrical circuit has been required to supply signals to the gates of MOSFETs, providing short-duration signal fronts and galvanic isolation between the microcontroller and the gates of MOSFETs to reduce interference and protect equipment and people from electric (fig. 2).

It should be noted that while diluting the board, errors have been made in the small gap between the power tracks on the board, and therefore this version of the board has been tested at low voltage.

It should also be mentioned that to reduce the amount of power interference, filter capacitors have been used in the appropriate circuits. Thus, to reduce the time of the front, bipolar transistors have been used in the gate control circuits of the MOSFET transistor (fig. 3).

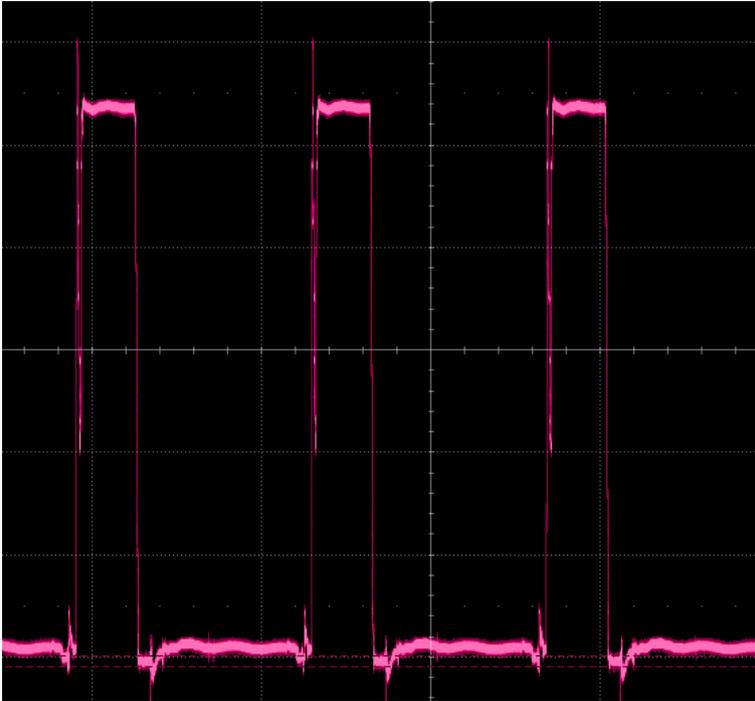


Fig. 2. PWM on the gates of MOSFETs 36 kHz



Fig. 3. Current-supply voltage interference

So, filtering capacitors have been added to the power measurement circuit [1] by voltage drop on the current shunt and the gain of operational amplifiers has been changed to comply with the linear mode of operation of the voltage-controlled generator.

Summarizing the available results and summing up the work done, we can conclude that a rotor rotation angle control board has been developed and tested in laboratory conditions without load at low voltage. According to the test results, changes have been made to the electrical circuit of the device. The results of our work according the development of this board allow us to conduct further experiments and continue the production of an analog board due to the research of the feedback encoder and creation of the control interface.

### **References**

1. Popov V. P. Fundamentals of circuit theory. Moscow: "Radio and Communications", 1985, p. 95.

## THIN MAGNETIC FILM MAGNETOMETER

A. V. Burmitskikh<sup>1,2</sup>, V. G. Andyuseva<sup>1</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28*

<sup>2</sup>*Laboratory of Scientific Instrumentation, Kirensky Institute of Physics  
660036, Krasnoyarsk, Akademgorodok st., 50/38  
E-mail: aburmitskikh@iph.krasn.ru*

This paper presents an original design of a dual resonator broadband sensor for weak magnetic fields based on a thin magnetic film. Such sensors are widely used in various fields, e.g. in geological exploration. The magnetic field of the feedback coil in the sensor is orthogonal to the plane of the printed circuit board with the microwave oscillator. This makes it possible to extend the frequency bandwidth of the measured magnetic fields in the sensors of thin magnetic films. This is achieved by reducing the effect of the electromagnetic shielding covering the microwave oscillator in the device.

Sensors for measuring weak magnetic fields are widely used for the variety of tasks in science, research and technology, including exploration work to investigate the structure of the Earth structure [1]. It should be noted that, for example, electrical exploration with artificial excitation of the medium requires a frequency of several thousand kilohertz. Therefore, one of the most important requirements for such a device is a wide bandwidth of the measured frequencies and low level of self-noise. Sensors for weak magnetic fields based on thin magnetic films are often used to solve such problems [2].

Thin magnetic film magnetometer consists of microwave oscillators, resonators with two thin magnetic films, amplitude detectors, a signal combiner, a magnetic system, a measurement compensation system [3]. The Permalloy ( $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$ ) thin magnetic film is obtained by magnetron sputtering. The microwave oscillator of the sensor was developed on the basis of a capacitive three-point oscillator circuit [4]. The amplitude detectors of this sensor operate in signal doubling mode. The compensation measuring circuit of the sensor contains a signal repeater (buffer stage) based on an operational amplifier. Unwanted compensation signals from the sensor are suppressed by a high-pass filter. The sensor's compensation magnetic field of the sensor is generated by a multi-part compensation coil wound on a plastic frame.

The basic elements of the broadband sensor are located on dual printed circuit boards (fig. 1).

The first PCB side of the sensor (fig. 1, *a*) is fitted with electronic components on both sides. The oscillators, detectors, and tuning elements are located on one side of this board. The high-pass filter and the signal adder are located on the rear side. The second circuit board (fig. 1, *b*) contains two microwave resonators based on a microstrip transmission line (MTL). The thin magnetic films are located under the MTL. The resonant frequency of the circuit is tuned using trimming capacitors and lumped elements (inductors). The microwave oscillator of the sensor is exposed to external electromagnetic fields. This influence is minimized by electromagnetic shielding of the oscillator.

The shielding covers the microwave area of the PCB (fig. 1, *a*) and is soldered along the PCB contour. The compensation magnetic field around the thin magnetic films inside the resonator is generated by the compensation coil of the sensor. If the electromagnetic shielding is on the same axis as the coil axis, the generated magnetic field is "locked in" by the shielding. This "locking" is reduced by connecting the PCBs (fig. 1) perpendicular to each other. The electrical contact between the PCBs is established through the via-holes. The design of the sensor with spaced parts is shown in fig. 2. The electrical contact between the PCBs is established through metallized via-holes in the circuit board (fig. 1, *b*). The circuit board (fig. 2) is located in the center of the compensation coil. Experimental investigations

(measurement results) show that the influence of the "locked in" field in compensation coil decreases, so that the frequency range of the device could be extended. This makes it possible to carry out measurements of magnetic fields in the frequency range up to 6 MHz.

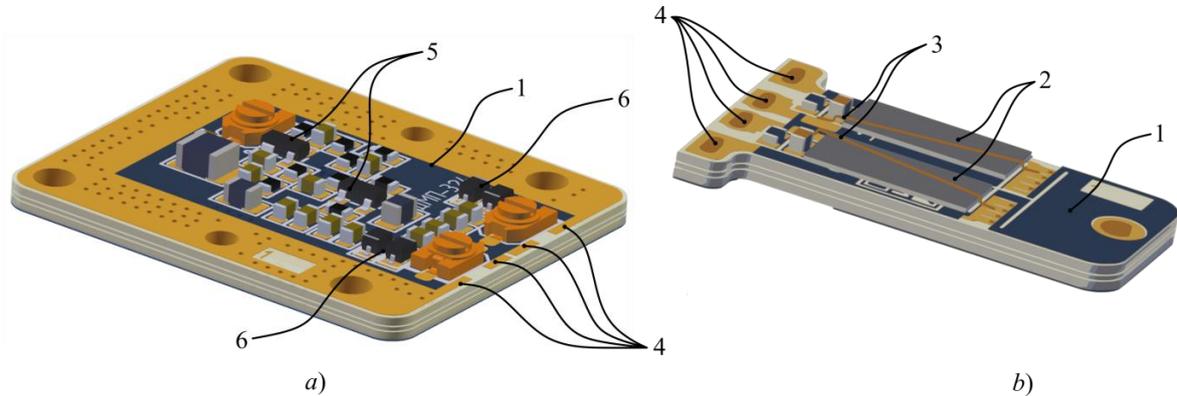


Fig. 1. PCB of microwave oscillator (a) and resonator (b);  
 1 – PCB; 2 – thin magnetic films; 3 – microstrip transmission line; 4 – via-holes;  
 5 – microwave oscillator; 6 – amplitude detector

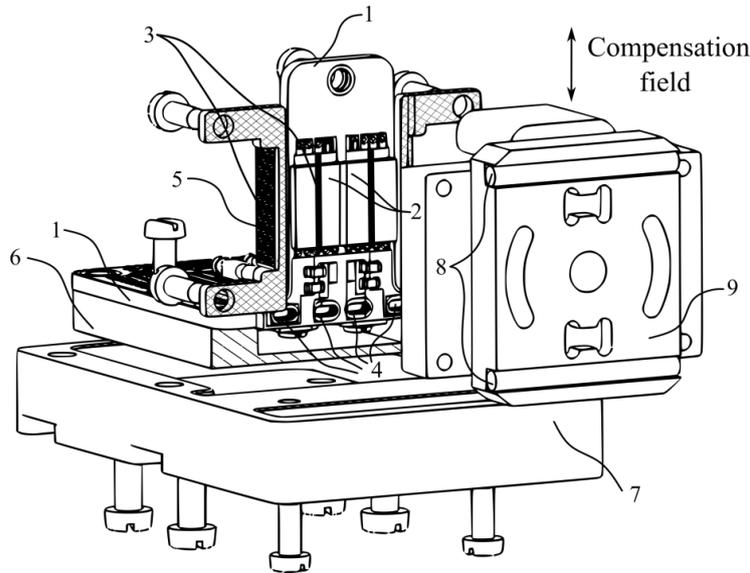


Fig. 2. Weak magnetic field sensor design: 1 – PCB; 2 – thin magnetic films;  
 3 – microstrip transmission line; 4 – via-holes; 5 – compensation coil; 6 – electromagnetic shield;  
 7 – device enclosure; 8 – magnets; 9 – holder

## References

1. Nabighian, M. N. The historical development of the magnetic method in exploration / M. N. Nabighian, V. J. S. Grauch, R. O. Hansen, T. R. LaFehr // *Geophysics*. – 2005.
2. Stamps R. L. The 2014 Magnetism Roadmap / R. L. Stamps, S. Bretkreutz, J. Akerman, A. V. Chumak, Y. C. Otani // *Journal of Physics D: Applied Physics*.
3. Sensor of weak magnetic fields on thin magnetic films: Pat. RU2758817.
4. Narath A. Low Frequency Superregenerative Oscillator Design for the Detection of Broad-Line Nuclear Magnetic Resonances / A. Narath, W. J. O'Sullivan // *Review of Scientific*.

## INNOVATION APPROACHES USED FOR INCREASING COMPUTER LITERACY

L. A. Dyachenko, M. V. Noskov (scientific supervisor), V. V. Vonog (language advisor)

*Institute of Space and Information Technologies of Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 26B*

The article examines the problem of insufficient information competence of working specialists in the field of law. The need for additional education in the field of computer science is substantiated in connection with its active implementation in legal practice.

A professional standard represents officially established requirements for a particular professional activity. Currently, a unified professional standard in the field of legal activity has not been adopted in the Russian Federation. However, such standards in certain areas of legal activity apply to the qualification requirements for lawyers in this specific area of law enforcement.

For example, the qualification requirements for a competition lawyer are given in the Professional Standard "Competition Law Specialist", for an intellectual property lawyer – in the Professional Standard "Patent Specialist", for a tax lawyer and tax lawyer – in the Professional Standard "Tax Consultant" and fees" (section 3.2 of the Professional Standard, approved by Order of the Ministry of Labor of Russia dated September 16, 2021 N 637n [1], section 3.1 of the Professional Standard, approved by Order of the Ministry of Labor of Russia dated October 12, 2021 N 722n).

A unified draft professional standard for lawyers has been under discussion since 2020, but has not yet been adopted.

Information competence includes a set of knowledge, skills and abilities necessary to work effectively with information. This is the ability to search, select, evaluate, organize, analyze and use information in order to achieve assigned goals [4].

In the modern information society, it is becoming increasingly important, as access to information has become freer and more extensive. Over the past fifteen years, digital technologies have taken up an increasing share of legal activity. Thus, a number of authors note that digitalization currently affects all areas of legal activity - law-making, law enforcement, law enforcement, and even activities in the interpretation of law.

These changes have been reflected in the professional standards of lawyers. Thus, in the professional standard of a specialist in competition law (approved by Order of the Ministry of Labor of Russia dated September 16, 2021 N 637n "On approval of the professional standard "Specialist in Competition Law" [1]), the required skills include the ability to use information and communication technologies to analyze information for compliance with requirements antimonopoly legislation of the Russian Federation.

The following skills are identified as the necessary skills of a lawyer in the field of migration law: to use legal information systems and databases on civil, labor and migration legislation of the Russian Federation, international law and foreign partnerships in the field of labor and employment; use databases, information systems, and migration services; and etc.

Information competencies are disclosed in most detail in the qualification requirements of a forensic investigator. Thus, the required skills include a whole list of skills from working on a personal computer, with internal and peripheral devices, with e-mail, in a text editor, with spreadsheets, to taking measures to protect information.

It is not surprising that in educational programs in the specialty "Jurisprudence", for example, "Federal State Standards of Higher Education – Bachelor's Degree in the field of study 40.03.01 "Jurisprudence", it is mandatory to implement disciplines (modules) in

information technology in legal activities within the framework of Block 1 "Disciplines" (modules)".

However, a significant proportion of currently employed lawyers received their education prior to the introduction of this standard. Thus, according to the Federal Chamber of Lawyers of the Russian Federation, as of January 1, 2024, the number of lawyers who graduated from a university more than fifteen years ago is 41,5 % [5].

Based on the above, we can conclude that additional education is necessary to improve the information competencies of employees in the field of jurisprudence.

Analysis of educational products for practicing lawyers offered on the Internet allows us to draw a number of conclusions.

The main focus is on solving exclusively applied problems. In particular, issues of searching for information and working with information and legal databases.

However, both issues of information processes and information analysis, as well as issues of ownership of information technology hardware, remain outside the scope of training.

However, in modern conditions it is obvious that a lawyer needs not only basic knowledge, for example, concerning the deployment of networks, but also skills in analyzing information, understanding the structure of neural networks and artificial intelligence.

On the other side, there is the problem of feedback communication between IT specialists involved in the development of information automation tools for legal activities, and lawyers. Thus, as an example, experiments on the use of artificial intelligence in the US judicial system, which did not achieve the goal of ridding the judicial system of bias and racial inequality when deciding on pretrial detention. Simple statistical processing of archival materials without the involvement of legal experts led to the repetition of already established practice.

In another case, an error in the calculation algorithm for divorce proceedings led to incorrect calculation of alimony in 3,600 cases over 19 months. As one UN expert, Francesco Contini, rightly notes, this error would have been identified earlier. But the problem lies not in the error itself, but in "the reasons why the Ministry of Justice and users of the form took so long to discover the error. Technology users tend to focus on the interfaces and tools that enable technology systems to be used rather than on their internal functioning" [6].

Thus, in light of the widespread introduction of information technology, the need to change the approach to the information competence of specialists working in the field of law is obvious. An analysis of the scientific literature shows that currently the main attention of scientists is paid to the issues of computer education for schoolchildren and students. But in relation to adults, such studies are rarely carried out, clearly not covering the needs for the development of additional education.

Researchers pay even less attention to educational programs aimed at updating working lawyers' computer knowledge. In fact, educational products in the field of IT technologies come down to legal support for information products, but do not provide knowledge in the field of computer technology itself.

Understanding computer technology will help you solve professional problems more effectively. Skills in machine analysis of information, understanding of the principles of organizing databases and the operation of neural networks can be the key to new career opportunities and advanced training. Therefore, developing computer literacy among working lawyers plays a significant role in social and personal development. It is necessary to anticipate changes in personnel needs caused by the global informatization of human activity, to anticipate the requirements of the modern information society. Timely implementation of a system of additional education in the field of computer science will allow the most efficient use of labor resources.

## References

1. Order of the Ministry of Labor of Russia dated September 16, 2021 N 637n “On approval of the professional standard “Competition Law Specialist” [Electronic resource] SPS ConsultantPlus, 2024.
2. Order of the Ministry of Labor of Russia dated October 29, 2018 N 672n “On approval of the professional standard “Labor Migration Specialist” [Electronic resource] SPS ConsultantPlus, 2024.
3. Order of the Ministry of Labor of Russia dated March 23, 2015 N 183n (as amended on December 12, 2016) “On approval of the professional standard “Forensic Investigator” [Electronic resource] SPS ConsultantPlus, 2024.
4. Belyanskaya O. B., Chomaev A. A. The influence of digitalization on the process of carrying out legal activities // Current problems of state and law. 2022. T. 6. No. 4. P. 488–495.
5. Information on the composition of the legal community in the Russian Federation for 2023 [Electronic resource] <https://fparf.ru/practical-information/statistics/svedeniya-o-sostave-advokatskogo-soobshchestva-v-rossiyskoy-federatsii-za-2023-god> / (accessed 03.12.2024).
6. Francesco Contini. Artificial Intelligence: A New Trojan Horse for Undue Influence on Judiciaries? [Electronic resource] <https://www.unodc.org/dohadeclaration/en/news/2019/06/artificial-intelligence-a-new-trojan-horse-for-undue-influence-on-judiciaries.html> (access date 03.12.2024).

# INVESTIGATING THE INFLUENCE OF DATA SOURCES CONFIGURATION ON THE ACCURACY OF ESTIMATING NAVIGATION PARAMETERS AND EFFICIENCY OF CONTROLLING THE AIRCRAFT FLIGHT PATH

V. V. Erokhin<sup>1</sup>, N. P. Malisov<sup>1</sup>, T. Yu. Portnova<sup>1</sup>, D. Yu. Urbansky<sup>2</sup>

<sup>1</sup>*Moscow State Technical University of Civil Aviation, Irkutsk branch  
664047, Irkutsk, Kommunarov st., 3*

<sup>2</sup>*Russian Metrological Institute of Technical Physics and Radio Engineering, East-Siberian branch  
664056, Irkutsk, Borodin st., 57  
E-mail: Ww\_erohin@mail.ru*

Under real conditions there exists insufficient noise immunity and operational accuracy of global navigation satellite system (GNSS) receivers for highly accurate aircraft position-fixing and efficient flight path control. Relevant is investigating the ways to increase the accuracy of navigational determinations based on complex signal processing in a triad integrated system of navigation (ISN). The paper proposes an algorithm for controlling an aircraft flight path which, when implemented, will increase the accuracy of maintaining the desired track. The paper contains the results of modelling and investigating characteristics of the developed algorithm for different configurations of navigational data sources (NDS).

To efficiently control the flight path it is necessary to have highly accurate determination of navigation parameters at each flight stage [1; 2]. Highly accurate determination of flight path parameters can be provided by GNSS. The flight path control system receives positioning and timing data from GNSS. However, applying a GNSS as a main navigation aid can cause some problems under real operational conditions. In particular, GNSS cannot always meet the requirements for continuity and reliability of navigational and timing determinations. Moreover, a large distance between users and navigation satellite vehicles (NSV) makes a signal at the input of a satellite navigation receiver (SNR) weaker thus considerably degrading system noise immunity. Thirdly, there exists spoofing, i. e. premeditated change in pseudorange of a signal received from an NSV [3].

GNSS and INS integration for constructing an ISN is known to increase the accuracy of aircraft position-fixing. For flight path control it is necessary to provide reliable reception of NDS signals at all flight stages. In addition to INS and GNSS it is possible to use a VHF data link based on automatic dependent surveillance broadcast (ADS-B) to measure pseudoranges. The ground stations of the system perform the functions of navigation reference points (NRP). To provide high accuracy of aircraft position-fixing and efficient flight path control it is proposed to apply a triad ISN based on GNSS, INS and ADS-B. Of great relevance are investigations of positioning accuracy and desired track holding for different NDS configurations. The aim of the paper is to synthesize an algorithm for complex data processing in the flight path control system and to research the influence of NDS configuration on the accuracy characteristics of the system.

A known means of increasing positioning accuracy and maintaining the desired track is ISN use. Its components are shown in fig. 1. The flight path parameters will be determined by measuring pseudoranges to ADS-B and NSV NRPs and this can increase the number of observations for estimating state variables. The INS onboard segment includes an onboard GNSS receiver, an ADS transponder, a flight navigation system (FNS) and a navigation processor realizing the algorithms of Kalman filter (KF) and a control parameter computer (CPC). Principles of organizing ISN navigational determinations for the presented NDS configuration variant are demonstrated in fig. 2.

The aircraft true track is derived from current coordinates:

$$\psi = \arctg \left[ \frac{y_i - (y + \Delta y)}{x_i - (x + \Delta x)} \cos \frac{x + \Delta x}{R} \right] , \quad (1)$$

here  $x_i, y_i$  are coordinates of the  $i^{\text{th}}$  waypoint (WP);  $\Delta x$  and  $\Delta y$  are errors of positioning;  $R$  is the Earth radius.

It is seen from expression (1) that the errors  $\Delta x$  and  $\Delta y$  influence the accuracy of determining the heading and maintaining the desired track.

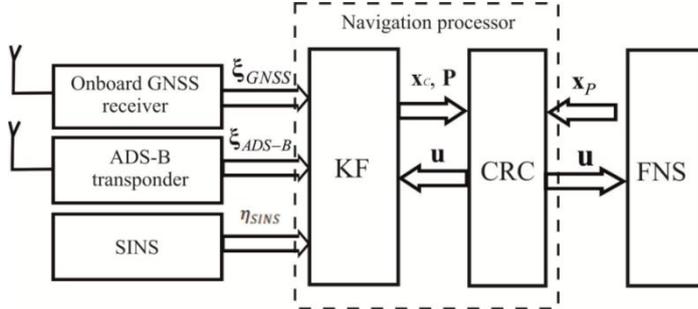


Fig. 1. INS block diagram

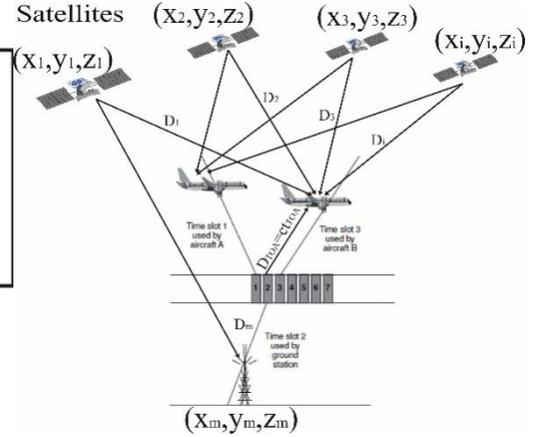


Fig. 2. Principles of organizing ISN navigational determinations

So the model of measured navigation parameters is proposed to be given as:

$$\lambda_v = X_v + \Delta X_v, \quad (2)$$

here  $X$  is a vector of true values,  $\Delta X$  is a vector of measurement errors.

Combine the measurement errors of the subsystems into a single vector:

$$\Delta X = [\Delta X_{\text{БИНС/БВ}}, \Delta X_{\text{ГНСС}}, \Delta X_{\text{АЗН-В}}]^T \bar{\lambda}_{\text{ИССН}}^i = [\bar{\lambda}_{\text{ИНС}}^i, \bar{\lambda}_{\text{СРНС}}^i, \bar{\lambda}_{\text{АЗН}}^i]^T, \quad (3)$$

here  $\Delta X_{\text{БИНС/БВ}}$  is a vector of errors of measuring strapdown INS and pressure altimeter navigation parameters;  $\Delta X_{\text{ГНСС}}$ ,  $\Delta X_{\text{АЗН-В}}$  are vectors of errors of measuring SNR and ADS-B transponder navigation parameters.

Let the dynamics equation for the state vector (3) be given as:

$$\Delta X_{v+1} \Phi_{v+1/v} \Delta X_v + G_{v+1} W_v, \quad (4)$$

here  $\Phi_{v+1/v} \cong I + F_v dT + \dots$  is a transition matrix of the system state at step  $T$ ;  $F$  is a dynamics matrix;  $dT = t_{v+1} - t_v$  is a time interval;  $G_{v+1}$  is a matrix of input noise  $W_v$  with covariance  $Q_v$ ;  $I$  is an identity matrix;  $x = [\Delta x, \Delta V_x, \Delta y, \Delta V_y, \Delta z, \Delta V_z, \Delta D, \Delta \dot{D}]^T$  is a vector of errors of navigational meters.

The observation equation can be given as

$$z_{v+1} = H_{v+1/v} \Delta X_v + n_v, \quad (5)$$

here  $z_v = [z_{1,v}, \dots, z_{m,v}]^T$  is a vector of measuring the dimensions ( $m \times 8$ ),  $m$  is the NDS number,  $n_v$  is an  $m$ -dimension vector of DWGN with zero mathematical expectation and a known variance matrix  $V$ ;  $H_{v+1/v}$  is an observation matrix number ( $m \times 8$ ):

$$H_{v+1/v} = \begin{bmatrix} \frac{x_{1,v}-x_v}{D_{1,v}} & 0 & \frac{y_{1,v}-y_v}{D_{1,v}} & 0 & \frac{z_{1,v}-z_v}{D_{1,v}} & 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \frac{x_{l,v}-x_v}{D_{l,v}} & 0 & \frac{y_{l,v}-y_v}{D_{l,v}} & 0 & \frac{z_{l,v}-z_v}{D_{l,v}} & 0 & 1 & 0 \\ \frac{x_{l+1,v}-x_v}{D_{l+1,v}} & 0 & \frac{y_{l+1,v}-y_v}{D_{l+1,v}} & 0 & \frac{z_{l+1,v}-z_v}{D_{l+1,v}} & 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \frac{x_{m,v}-x_v}{D_{m,v}} & 0 & \frac{y_{m,v}-y_v}{D_{m,v}} & 0 & \frac{z_{m,v}-z_v}{D_{m,v}} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

here  $D_{i,v} = \sqrt{(x_{i,v} - x_v)^2 + (y_{i,v} - y_v)^2 + (z_{i,v} - z_v)^2}$  is a distance to the  $i^{\text{th}}$  NDS (NSV and ADS-B ground stations);  $x_i, y_i, z_i$  are coordinates of the  $i^{\text{th}}$  NDS;  $x, y, z$  are aircraft coordinates.

For dynamics and measurement equations the authors received an algorithm for complex processing of navigation data implemented in a navigation processor:

$$\Delta \hat{x}_k = \Delta \hat{x}_{k/k-1} + K_k (z_k - H_k \Delta \hat{x}_{k/k-1}), \quad (6)$$

$$P_{k \vee k-1} \Phi_k P_{k-1} \Phi_k^T + G_k Q_{k-1} G_k^T, \quad (7)$$

$$P_k = [I - K_k H_k] P_{k \vee k-1}, \quad (8)$$

$$K_k = P_{k \vee k-1} H_k^T [H_k P_{k \vee k-1} H_k^T + V_k]^{-1}. \quad (9)$$

Equation (6) determines the algorithm for forming an optimal estimate of the state vector, and equation (8) determines evolution of the filtering errors variance matrix. ISN  $\lambda_v$  and KF  $\Delta \hat{x}_v$  output data determine the estimate of the flight path parameters vector  $\hat{x}_v = \lambda_v + \Delta \hat{x}_v$  which is supplied to the control parameter computer (CPC) for creating control signals. If ISN state is approximated by model (4) when there are measurements (5), then it is necessary to find a control signal vector  $u$  which is optimal in terms of the minimum of Letov-Kalman performance functional:

$$J = \min_{U_1^{T-1}} M[\sum_{v=1}^T x_v^T Q_v x_v + u_v^T P_v u_v] = \min_{U_1^{T-1}} M[\sum_{v=1}^T c_v(x_v u_v)].$$

Introduce generalized vector  $x = (x_3, x_y)^T$  including the vector of given state variables  $x_3$  and vector of controllable coordinates  $x_y$  and write down equation (9)

$$x_{v+1} \Phi_{v/v+1} x_v + B_v u_v + G_{v/v+1} n_{x,v},$$

here matrices are given as  $\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_R & 0 \\ 0 & \Phi_C \end{bmatrix}$ ,  $G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G_C \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_C \end{bmatrix}$ ,  $n = \begin{bmatrix} 0 \\ n_C \end{bmatrix}$ .

Let the decision function of the control algorithm  $u_v = u_v(\xi_1^{v-1})$  be given as:

$$u_v = \underset{u_v \in U}{\operatorname{argmin}} J_v = \underset{u_v \in U}{\operatorname{argmin}} \left\{ \int_X c_v(x_v u_v(\xi_1^{v-1})) p(x_v \vee \xi_1^{v-1}) dx_v \right\} = \underset{u_v \in U}{\operatorname{argmin}} M\{c_v(x_v, u_v) \vee \xi_1^{v-1}\}.$$

$$\text{Then: } J_v = M\{c_v(x_v, u_v) \vee \xi_1^{v-1}\} = \int_X c_v(x_v u_v(\xi_1^{v-1})) p(x_v \vee \xi_1^{v-1}) dx_{y,v},$$

$$\int_X c_v(x_v u_v(\xi_1^{v-1})) N(\mathbf{x}_v \vee R_v) dx_{c,v} = \mathbf{x}_v^T Q_v \mathbf{x}_v + \operatorname{tr}\{Q_v \mathbf{R}_v\} + u_v^T P_v u_v = (\Phi_{v/v-1} \mathbf{x}_{v-1} + B_v u_v)^T Q_v (\Phi_{v/v-1} \mathbf{x}_{v-1} + B_v u_v) + \operatorname{tr}\{Q_v \mathbf{R}_v\} + u_v^T P_v u_v,$$

here  $\operatorname{tr}$  is a matrix spur.

Get the algorithm for optimal discrete control

$$u_{v-1} = -R_{v-1} \mathbf{x}_{v-1}, \quad (10)$$

here  $R_{v-1} = [K_v + B_{v-1}^T P_v B_{v-1}]^{-1} B_{v-1}^T P_v \Phi_{v/v-1}$ ;  $\mathbf{x}_v = \Phi_{v/v-1} \hat{\mathbf{x}}_{v-1} + B_{v-1} \hat{u}_{v-1}$ ;  $P_v$  is a matrix-satisfying equation  $P_{v-1} = \Phi_{v/v-1} P_v \Phi_{v/v-1}^T - L_{v-1}^T [K_v + B_{v-1}^T P_v B_{v-1}] L_{v-1}$  with boundary condition  $P_r = Q_1$ .

The optimal algorithm in Letov-Kalman statement can be written as:

$$u_v = (B_v^T Q_v B_v + P_v)^{-1} B_v^T Q_v [\Phi_{R,v/v-1} \mathbf{x}_{3,v-1} - \Phi_{C,v/v-1} \mathbf{x}_{y,v-1}] = L_v [\hat{\mathbf{x}}_{R,v-1} - \hat{\mathbf{x}}_{C,v-1}], \quad (11)$$

here  $L_v = (B_v^T Q_v B_v + P_v)^{-1} B_v^T Q_v \Phi_{v/v-1}$  is a matrix gain coefficient.

According to (10) the vector of control signals can be written as

$$u_v = -(B_v^T Q_v B_v + P_v)^{-1} B_v^T Q_v \Phi_{v/v-1} \mathbf{x}_{v-1} = L_v [\hat{\mathbf{x}}_{R,v-1} - \hat{\mathbf{x}}_{C,v-1}]. \quad (12)$$

Specify equation (12) in respect to a desired track flight:  $u_v = l_v (\Psi_{R,v-1} - \hat{\Psi}_{C,v-1})$ .

Thus, implementation of Letov-Kalman algorithm produces control signals determined by current error  $\hat{\mathbf{x}}_{v-1} \mathbf{x}_{R,v-1} - \hat{\mathbf{x}}_{C,v-1}$  and this decreases deviation of the true track from the desired one.

In investigating the processes of flight path control six different NDS configurations were modelled: 1) flight path control is realized on four GNSS NVS; 2) flight path control is realized on three GNSS ground stations; 3) flight path control is realized on two GNSS NVS; 4) flight path control is realized on three GNSS NVS and an ADS-B ground station; 5) flight path control is realized on two GNSS NVS and an ADS-B ground station; 6) flight path control is realized on two GNSS NVS and two ADS-B ground stations. The results of investigating the proposed algorithm for the first NDS configuration are shown in fig. 3, fig. 4 as realizations of coordinate estimate errors  $\varepsilon_x = x - \hat{x}$  and  $\varepsilon_y = y - \hat{y}$  as well as the graphs of the root-mean-square error (RMSE)  $\sigma_x$  and  $\sigma_y$ .

Under expected operational conditions, of great interest is ISN investigation for the cases when the NSV number of operational constellation is smaller than it is minimally required for a GNSS receiver (i.e. less than four). Fig. 5 and fig. 6 demonstrate realizations of the coordinate estimate errors and the RMSE graphs  $\sigma_x$  and  $\sigma_y$  for a simulated situation when three NSV are visible (2<sup>nd</sup> NDS configuration).

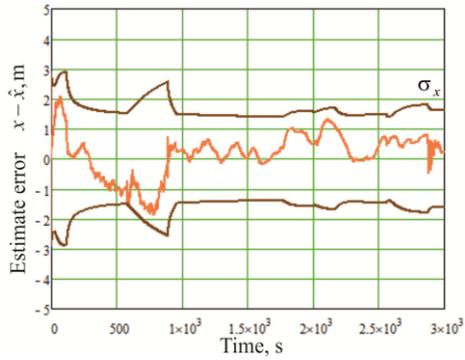


Fig. 3. x estimate error for configuration 1

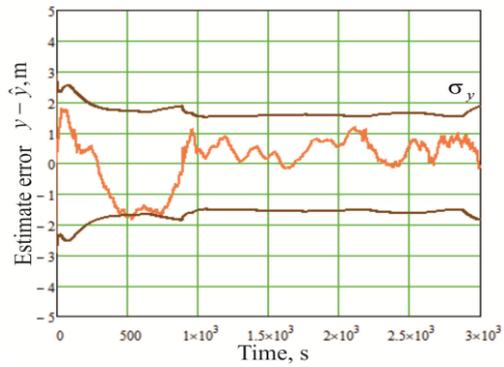


Fig. 4. y estimate error for configuration 1

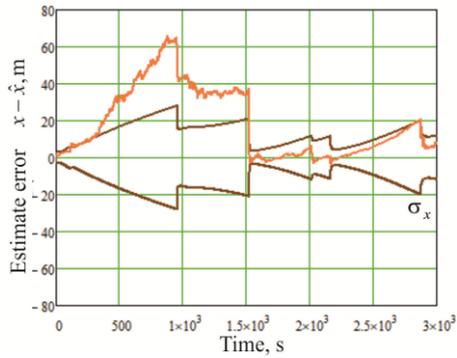


Fig. 5. x estimate error for configuration 2

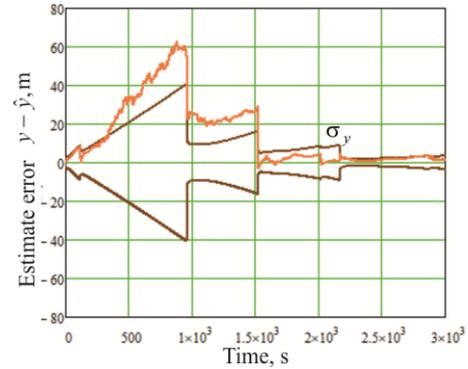


Fig. 6. y estimate error for configuration 2

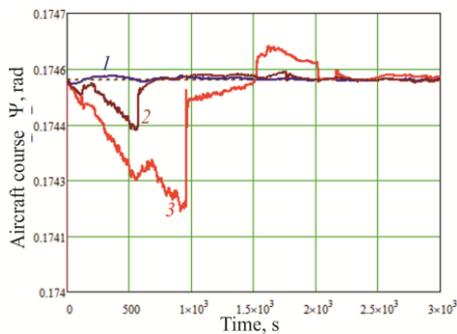


Fig. 7. Aircraft heading values for configurations 1-3

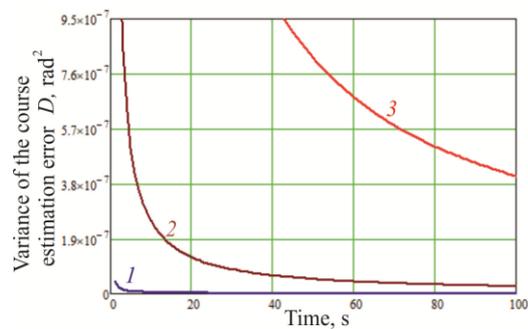


Fig. 8. Variance of heading estimation error for configurations 1-3

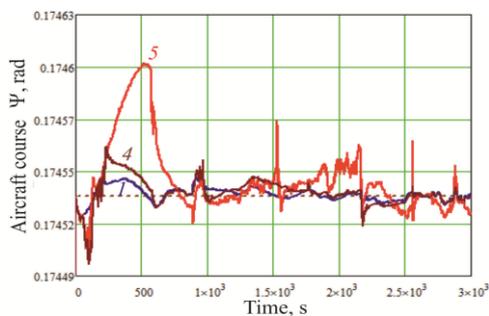


Fig. 9. Dynamics of aircraft heading values for configurations 1, 4, 5.

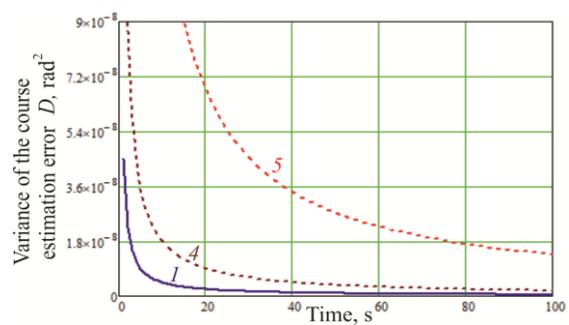


Fig. 10. Variance of heading estimation errors for configurations 1, 4, 5.

The analysis of the results demonstrated in fig. 5–6 shows that the accuracy of heading determination is high provided the NDS number is equal or larger than it is minimally required for solving the navigation task (four and more NDS). Decrease in NDS number leads to degradation of heading estimation accuracy. The desired track is maintained continuously if a strapdown INS is used. To increase the efficiency of the flight path control algorithm it is proposed to use data from ADS-B ground stations which expands the vector of pseudorange measurements.

Dependence of aircraft heading values on NDS configuration is shown in fig. 7: curve 1 is heading estimation for configuration 1, curve 2 is heading estimation for configuration 2; curve 3 is heading estimation for configuration 3;  $\Psi_R$  is a desired track. Fig. 8 shows dependence of heading error variance: curve 1 corresponds to configuration 1, curve 2 corresponds to configuration 2; curve 3 corresponds to configuration 3.

Fig. 9 and fig. 10 demonstrate dependence graphs of aircraft heading and heading error variance for the 4<sup>th</sup> and 5<sup>th</sup> NDS configurations.

The analysis of the investigation results shows that expansion of the pseudorange measurement vector due to the complex data processing when controlling the aircraft flight path decreases deviation of the true track from the desired one.

GNSS have global coverage area and nominally high positioning accuracy however because of their low noise immunity it is necessary to use navigational aids which can augment GNSS. Application of ADS-B as a jam-proof system for data exchange seems to be rational since under real conditions ADS-B provides higher anti-jam performance than GNSS due to selected signal structure and larger signal/noise ratio. The paper proposes a flight path control algorithm based on complex data processing in a triad integrated system. It presents the results of investigating the influence of configuration of navigation data sources on the system accuracy characteristics. The authors show possibility to enhance the quality of flight path control and decrease the variance of the true track estimation error due to complex estimation of flight path parameters.

## References

1. Trajectory control algorithms for unmanned aircraft complexes flying in formation / A. K. Ermakov, T. Y. Portnova, B. V. Lezhankin, V. V. Erokhin // 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2021 – Conference Proceedings, Saint-Petersburg, 2021. – P. 9470714. – DOI 10.1109/WECONF51603.2021.9470714.
2. Erokhin V. Bi-criteria Aircraft Trajectory Optimization in Implementing the Area Navigation Concept / V. Erokhin, B. Lezhankin, T. Portnova // International Journal of Aeronautical and Space Sciences. – 2021. – Vol. 22, No. 4. – P. 948–962. – DOI 10.1007/s42405-021-00353-3.
3. Erokhin V. V. Aircraft Trajectory Control at the Motion on the Predetermined Route Based on the Global Navigation Satellite System / V. V. Erokhin // Russian Aeronautics. – 2018. – Vol. 61, No. 3. – P. 371–378. – DOI 10.3103/S106879981803008X.

# THE USE OF FUZZY LOGIC IN DIAGNOSTIC SYSTEMS FOR OIL-IMMERSED HIGH VOLTAGE EQUIPMENT

V. O. Zeljutkin, I. V. Alekseenko (language advisor)

*Polytechnic Institute of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 26  
E-mail: zelj889@mail.ru

In the modern world, where technology is developing at an incredible rate, ensuring the safety and reliability of equipment is becoming an increasingly urgent task. This article presents the diagnostics of oil-filled equipment, which is one of the key aspects in this field and is widely used in various industries.

Oil-filled equipment, such as transformers, reactors, and other electrical devices, plays a crucial role in ensuring the stable operation of energy systems. However, like any other equipment, it is subject to wear and damage. Therefore, timely and accurate diagnostics of the state of oil-filled equipment becomes a key factor in ensuring the safety and reliability of energy systems.

The purpose of this paper is to explore the possibilities of using fuzzy logic methods for diagnosing oil-filled equipment and to develop appropriate algorithms and techniques. To achieve this goal, it is necessary to solve the following problems:

- study the basic principles and methods of fuzzy logic;
- consider the features of diagnosing oil-filled equipment;
- develop algorithms and techniques for diagnosing oil-filled equipment using fuzzy logic;
- evaluate the effectiveness of the proposed algorithms and techniques based on a technical and economic calculation.

The scientific novelty of this work lies in the application of fuzzy logic methods to the diagnosis of oil-filled equipment and the development of new algorithms and techniques that can be used to improve the efficiency and reliability of diagnostics.

Fuzzy logic uses linguistic variables that can take values from a certain range, for example, «high temperature», «normal temperature», or «low temperature». These values represent fuzzy sets, and the degree, belonging to them can be expressed by a number from 0 to 1.

Fuzzy logic algorithms work with fuzzy sets and rules that determine how input variables affect the output. They use fuzzy inference methods, such as Mamdani, Sugeno, or Larsen, to transform input values into output ones (fig. 1).

A power transformer was chosen as an experimental model. The system for assessing its condition is characterized by the variability of used parameters:

- external electromagnetic field;
- vibrations;
- moisture content;
- temperature.

Thus, after reading and evaluating the data, the logic unit transmits recommendations for working with the transformer to the control panel of the automated process control system. Or, if the measured parameters have critical values, the logic unit gives a command to change the operating mode of the transformer or to shut it down in an emergency, simultaneously reporting the malfunction to the control panel (fig. 2).

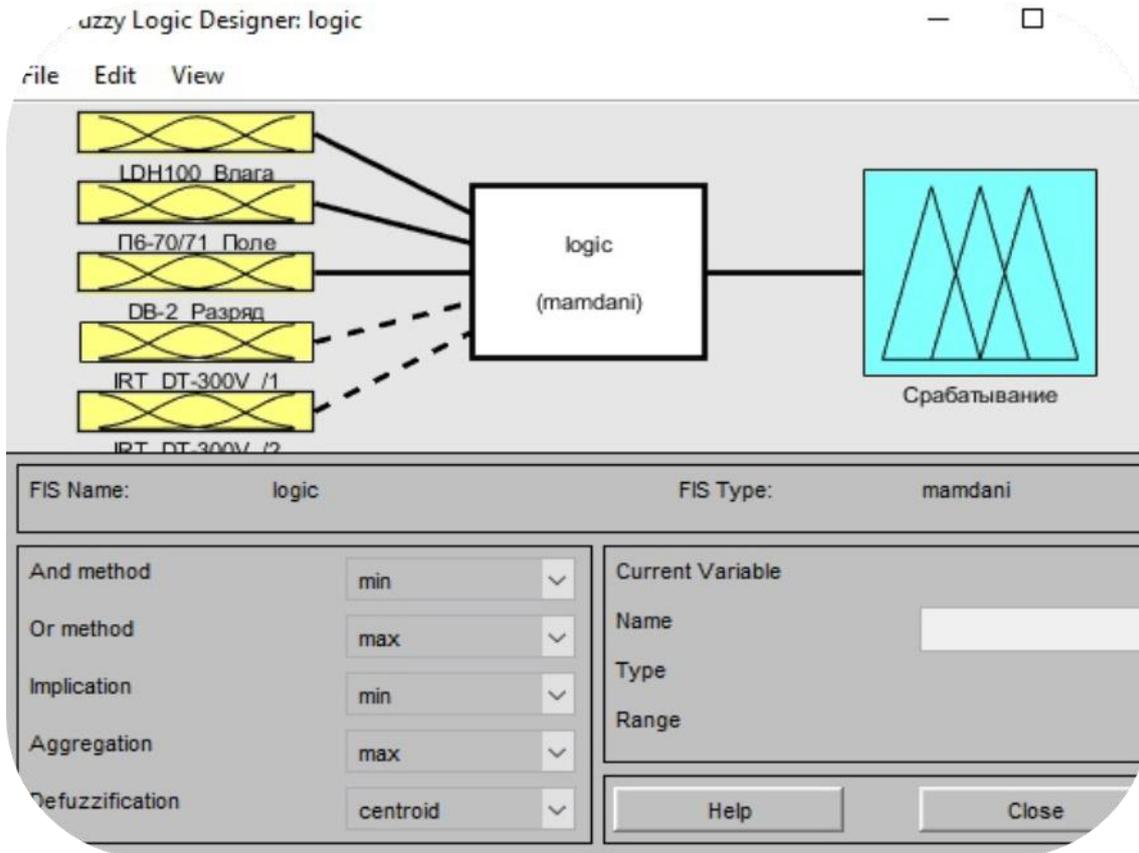


Fig. 1. Evaluation of transformer parameters using the "fuzzy logic designer" block

It is possible to debug the model and bring it to the limit values of a real operating transformer using the Simulink environment. This will allow us to adjust the logic block to the critical parameters of a real transformer without the risk of its failure.

However, it should be noted that further precise calibration will still need to be performed on the operating equipment.

In order to do this, it is necessary to conduct a series of tests using fuzzy logic methods. During the tests, it is planned to measure and analyze various transformer parameters such as voltage, current, temperature, and vibration. Based on the data obtained, it will be developed algorithms and diagnostic techniques that will allow you to identify faults and predict their development.

**Capital commitment:** The capital costs of retrofitting 1 transformer amount to 226,100 rubles.

**Cost structure: Retrofitting 1 transformer:**

- 2 imported units;
- 2 domestic units.

Taking into account delivery and customs duties for imports, VAT charges on all categories, plus the cost of installation, we get 226,100 rubles (fig. 3).

**Payback period:** The project has a payback period of 2 years and 4 months. The return on investment is expected after this period.

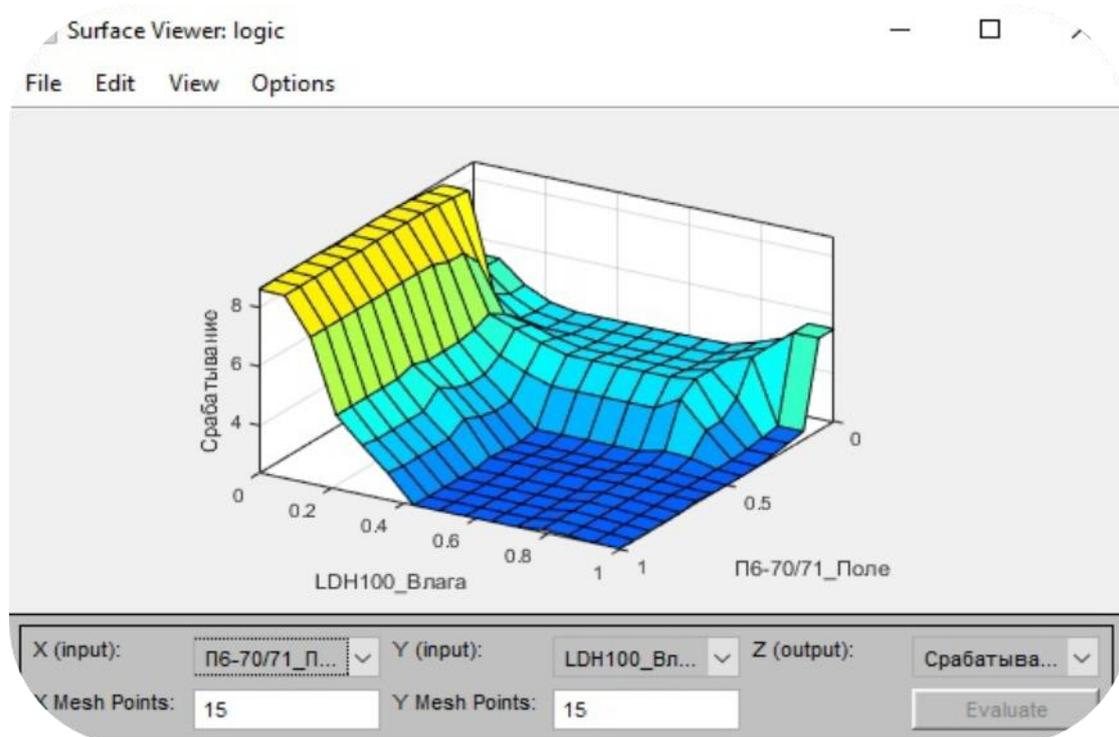


Fig. 2. Output surface map of the system

$$\begin{aligned}
 \text{vnut} &:= 19017 + 41666 = 6.068 \times 10^4 && \text{the cost of domestic goods} \\
 \text{vnesh} &:= 33242 + 70419 = 1.037 \times 10^5 && \text{the cost of imported goods} \\
 \text{dost} &:= (\text{vnesh} + \text{vnut}) \cdot 0.03 = 4.93 \times 10^3 && \text{delivery from Europe} \\
 \text{tam} &:= (\text{vnesh} + \text{dost}) \cdot 0.05 = 5.43 \times 10^3 && \text{customs expenses} \\
 \text{ndc1} &:= \text{vnut} \cdot 0.2 = 1.214 \times 10^4 && \text{calculation of VAT on domestic goods} \\
 \text{ndc2} &:= (\text{vnesh} + \text{dost} + \text{tam}) \cdot 0.2 = 2.28 \times 10^4 && \text{calculation of VAT on imported goods} \\
 \text{Zsmp} &:= (\text{vnesh} + \text{vnut}) \cdot 0.1 = 1.643 \times 10^4 && \text{installation costs} \\
 \text{k} &:= \text{vnut} + \text{vnesh} + \text{dost} + \text{tam} + \text{ndc1} + \text{ndc2} + \text{Zsmp} = 2.261 \times 10^5 && \text{capital costs for} \\
 &&& \text{retrofitting 1} \\
 &&& \text{transformer} \\
 \text{kr} &:= 100000 && \text{the cost of annual transformer diagnostics} \\
 \text{sro} &:= \frac{\text{k}}{\text{kr}} = 2.261 && \text{payback period}
 \end{aligned}$$

Fig. 3. Technical and economic calculation in Matlab

The introduction of a system for diagnosing oil-filled equipment using fuzzy logic methods will allow for a higher level of safety and reliability of energy systems. Furthermore, this can lead to a reduction in the likelihood of accidents and downtime, which will have a positive impact on the economic performance of the enterprise.

Moreover, the use of fuzzy logic methods for diagnosing oil-filled equipment can lead to lower costs for repairing and maintaining equipment due to more accurate identification of faults and their timely elimination.

Thus, the technology has the potential to reduce the cost of maintaining and repairing equipment, as well as to increase the reliability and safety of energy systems, which in the long term can lead to an increase in the company's profits.

However, for a more accurate calculation of economic efficiency, it is necessary to conduct additional research and take into account the specific operating conditions of the equipment.

### References

1. Electronic library: dissertation library: website / Russian State Library. – URL: <http://www.dslib.net/> (accessed: 20.03.2024).
2. Dimrus: website. – URL: <https://dimrus.ru/index.html> (accessed: 20.03.2024).
3. Scientific Electronic Library: website. – URL: <https://elibrary.ru/defaultx.asp?> (accessed: 20.03.2024).
4. Polovko A. M. MATLAB for students / A. M. Polovko, P. N. Butusov. – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2005. – pp. 318–319.
5. GOST 1983-2015. Voltage transformers. General specifications: an interstate standard: official publication: approved and put into effect by the Interstate Council for Standardization, Metrology and Certification on December 10, 2015, No. 48: introduced for the first time: introduction date 2017-03-01 / Developed by Ts VSEP Limited Liability Company (Ts VSEP LLC) and Sverdlovsk Current Transformer Plant Open Joint Stock Company (SZTT OJSC).

# ARRAY OF PRISMATIC QUASIRESONATORS AS A MOSAIC PHOTONIC TOPOLOGICAL INSULATOR

P. N. Kim<sup>1,2</sup>, D. P. Fedchenko<sup>1,2</sup>, N. V. Rudakova<sup>1,2</sup>, I. V. Timofeev<sup>1,2</sup> (supervisor),  
I. V. Alekseenko<sup>2</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>*Kirensky Institute of Physics*

*660036, Krasnoyarsk, Akademgorodok st., 50/38*

<sup>2</sup>*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University*

*660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28*

E-mail: petr.kim.01@mail.ru

A photonic topological insulator is a structure that insulates radiation in the volume but not at the edge (surface). Applications of such an insulator focus on its conduction boundary states, which are resistant to structural defects. We propose a mosaic photonic topological insulator made of identical prism resonators connected to each other. The light beam circulates along the edge of the array without propagating in the volume. We experimentally demonstrate a topologically protected propagation state due to the detached faces of the edge resonators. The investigated state is robust to the removal or attachment of prism resonators, is phase-independent, and hence easily scalable in both wavelength and resonator size. The mosaic is proposed for active topological photonic devices and laser gratings.

Photonic topological insulator is a material, is a conductor for radiation on the surface but not in the volume [1]. The term 'topological' speaks about a special type of stability of surface conducting states. A striking example of such states are photonic topological insulators realized on a lattice of spiral waveguides [2] and a lattice of ring resonators [3]. In this paper we consider a photonic topological insulator made of identical prismatic quasiresonators connected to each other. The model proposed in this paper is another practical realization of the Rudner game, which is a simple topological insulator described in the language of secondary quantization [4]. A theoretical justification for additional surface solutions different from Rudner's solutions is given in [5].

In this paper we consider a photonic topological insulator made of identical prism resonators connected to each other. The model proposed in the paper is another practical realization of the Rudner game, which is a simple topological insulator described in the language of secondary quantization [4]. A theoretical justification of additional surface solutions different from Rudner's solutions is given in [5]. In this paper for clarity we use a prism photonic topological insulator constructed of identical prism resonators. Hereafter, for brevity, we will refer to such an array of resonators as a mosaic. A quadrilateral mosaic is a two-dimensional periodic array, in a square unit cell of which four prisms (2×2) fit, with one of the four places left empty (fig. 1). In contrast to the theoretical model described in [4], the gap between neighboring prism resonators is eliminated in this mosaic. The light beam circulates inside the mosaic array, penetrating through the adjacent faces of neighboring resonators, changing the direction of propagation due to the effect of total internal reflection on the open faces. The trajectory of the light beam is stable with respect to the removal or attachment of new prism resonators (fig. 1). Such photonic topological insulators have been theoretically described in [3–6] and practically realized on several platforms [3; 6]. The investigated state scales with the size of the prism resonators (fig. 2) and is also insensitive to wavelength changes (fig. 3).

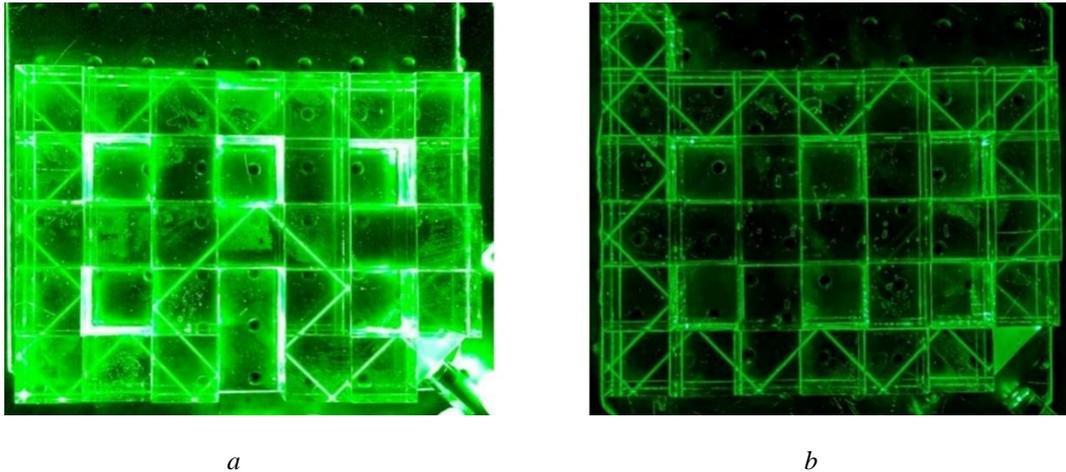


Fig. 1. Quadrilateral mosaic. The light beam trajectory in the resonator array is robust to the defect obtained by removing a prism resonator, *a*; or adding a new prism resonator, *b*

In order to show the scalability of the effect two types of prism resonators were used. The first set was made of quartz glass with a refractive index of 1,43 using the Maksutov method with a precision of about 10  $\mu\text{m}$ . The linear dimensions of the prism resonators were 12 $\times$ 12 $\times$ 8 mm. For the second set, industrially manufactured glass rectangular prisms made of K9 crown glass with refractive index 1,517 and linear dimensions of 30 $\times$ 30 $\times$ 30 mm with an accuracy of about 30  $\mu\text{m}$  were chosen.

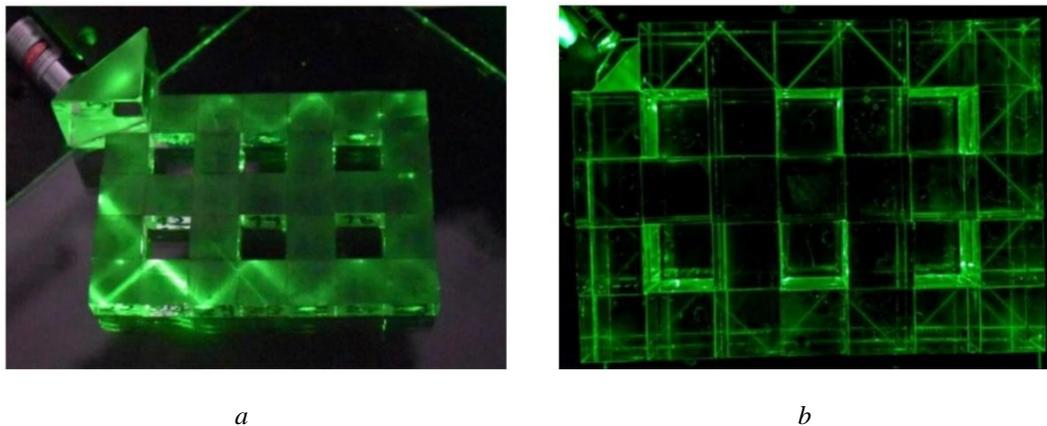


Fig. 2. Scalability of the mosaic. Comparison of light beam trajectories: *a* – in 12 $\times$ 12 $\times$ 8 mm resonators; and *b* – 30 $\times$ 30 $\times$ 30 mm resonators. Both trajectories are topologically equivalent

Fig. 3 emphasizes the scalability of the mosaic. First, the steady topological state is preserved for any wavelength in the visible range if the refractive index is sufficiently high. Second, the resonator size was fixed at the centimeter scale; however, the principle is similar for arbitrary sizes larger than the wavelength and beam cross section.

In practical implementation, the mosaic was found to be sensitive to the following experimental parameters:

1. Dependence of the light beam trajectory on the angle of incidence.
2. Presence of dust particles, lint, air bubbles scattering the light beam in the layer of connecting material (immersion liquid) between the prism resonators, remnants of immersion.

3. Violation of parallelism of faces when connecting prism resonators and error in the dimensions of prism resonators deviate the direction of the light beam, as well as change its aperture and the shape of its cross-section. At a strong deviation it is possible to split the light beam on the vertical faces of the prism resonators.

Quantitative characteristics of the light beam intensity are given in tabl. 1 for a whole mosaic (28 resonators, fig. 2, *b*) and a defective mosaic with one resonator removed (27 resonators, fig. 1, *a*). The relative intensity is normalized to the intensity of the beam passed through a reference waveguide consisting of eight resonators (fig. 3). Over the entire visible range, an intact mosaic absorbs more than half of the radiation, while a defective mosaic loses 10–20 % more. The least loss in the structure is observed at mid-wavelength (532 nm). The first reason for this is dispersion due to the difference in refractive index between the prism material and the coupling material. The second reason – the difference in the beam cross section of the sources used. In general, these reasons are technical in nature and do not affect the physical fundamentals.

Table 1

Mosaic performance is measured as the relative intensity of the light beam.

	<b>Red, 650 nm</b>	<b>Green, 532 nm</b>	<b>Blue, 405 nm</b>
28 resonators	51 %	78 %	68 %
27 resonators	43 %	65 %	48 %

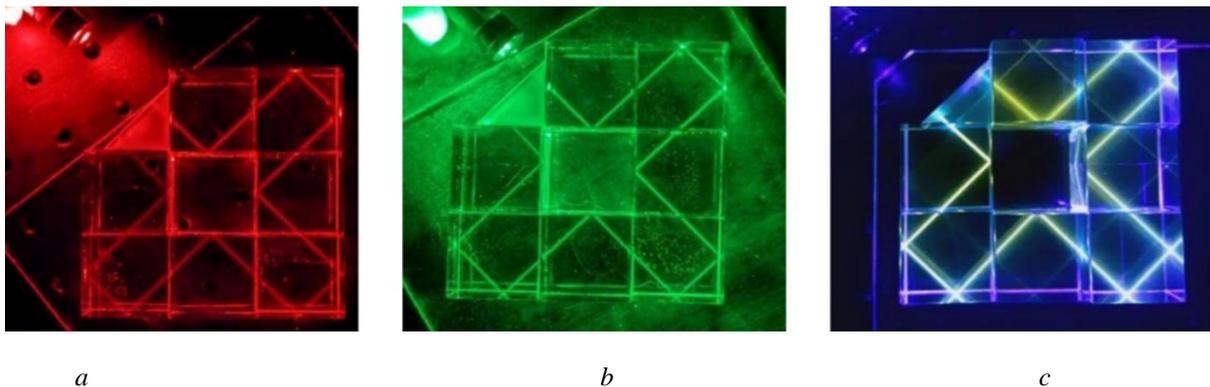


Fig. 3 Wavelength-independent light beam trajectory. Laser beams of RGB colors follow the same trajectory through a mosaic of *a* – red 650 nm, *b* – green 532 nm and *c* – blue 405 nm

In this work, a prism photonic topological insulator consisting of identical quadrilateral quairesonators sharing common boundaries was proposed. A topologically protected light beam propagation trajectory preserved by adding and removing prism resonators was experimentally demonstrated. The main advantages of the mosaic are: experimental demonstration of the new platform, and its robustness. The practical realization of the mosaic of triangular and hexagonal prism resonators is worth mentioning as a direction for possible further research. One of the advantages of the hexagonal mosaic is that the reflection angle is  $60^\circ$ . At some certain incidence angles, the edge solutions change direction when scattered by edge defects. This case may indicate the existence of higher order states [6].

## References

1. Hasan M. Z., Kane C. L. Colloquium: topological insulators // *Reviews of modern physics*. – 2010. – T. 82. – №. 4. – C. 3045.
2. Rechtsman M. C. et al. Photonic Floquet topological insulators // *Nature*. – 2013. – T. 496. – №. 7444. – C. 196–200.
3. Gao F. et al. Probing topological protection using a designer surface plasmon structure // *Nature communications*. – 2016. – T. 7. – №. 1. – C. 11619.
4. Rudner M. S. et al. Anomalous edge states and the bulk-edge correspondence for periodically driven two-dimensional systems // *Physical Review X*. – 2013. – T. 3. – №. 3. – C. 031005.
5. Fedchenko D. P., Kim P. N., Timofeev I. V. Photonic Topological Insulator Based on Frustrated Total Internal Reflection in Array of Coupled Prism Resonators // *Symmetry*. – 2022. – T. 14. – №. 12. – C. 2673.
6. Li M. et al. Higher-order topological states in photonic kagome crystals with long-range interactions // *Nature Photonics*. – 2020. – T. 14. – №. 2. – C. 89–94.

**THE APPLICATION OF MAGNETIC COMMUNICATION SYSTEMS  
LINK BUDGET CALCULATION METHOD TO THE SOFTWARE  
AND HARDWARE IMPLEMENTATIONS OF THESE SYSTEMS  
WITH INDUCTION-TYPE TRANSMITTING ANTENNAS**

S. D. Krekov<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>*Siberian Federal University  
660041, Krasnoyarsk, Svobodny Avenue, 82A*

<sup>2</sup>*Kirensky Institute of Physics  
660036, Krasnoyarsk, Akademgorodok st., 50/38  
E-mail: sdk@kirensky.ru*

This paper presents information on magnetic communication systems. These systems utilize an alternating magnetic field for information transmission. The aim of this research is to develop software and hardware solutions for the design of magnetic systems. The software and hardware applications include a link budget calculation program and a demo communication system. The calculation method considers the total resistance to both direct and alternating currents in the transmitting antenna, including resistance due to skin and proximity effects as well as radiation resistance. The demo system consists of two frequency-shift keying (FSK) modems. The communication range when using a 17 cm diameter induction antenna was 5 meters.

In magnetic communication systems, the magnetic field generated by the transmitting antenna is used to transmit the signal. These systems are more efficient for underground and underwater applications than electromagnetic systems, as the magnetic field has a lower attenuation in conductive media. Additionally, magnetic communication systems allow for the simultaneous transfer of both information and electrical power [1].

Induction antennas are used in the transmitters of magnetic communication systems. The magnetic field produced by such an antenna can be calculated using the formulae derived by Douglas Werner [2]:

$$H_r = \frac{k(kR)^2 I \cos \theta}{2i} e^{-ik\sqrt{r^2+R^2}} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{2m-1} D_{ml}^2 \frac{[(k^2 R r \sin \theta)/2]^{2m-2}}{(k\sqrt{r^2+R^2})^{2m+l}}, \quad k = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_r + \frac{i\sigma}{\varepsilon_0 \omega}},$$

$$H_\theta = -\frac{k(kR)^2 I \sin \theta}{2i} e^{-ik\sqrt{r^2+R^2}} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{2m-1} D_{ml}^2 \frac{[(k^2 R r \sin \theta)/2]^{2m-2}}{(k\sqrt{r^2+R^2})^{2m+l}} \left( 1 - \frac{r(2m+l+ik\sqrt{r^2+R^2})}{2m(r^2+R^2)} \right),$$

$$D_{ml}^2 = \frac{1}{(2i)^l} \frac{(2m+l-1)!}{(2m-l-1)! l!} \frac{(-1)^m}{[(m-1)!]^2},$$

where  $R$  is the antenna's radius, m;  $I$  is the current magnitude, A;  $r$  is the distance, m;  $\theta$  is the zenith angle of the spherical coordinate system, rad;  $\omega$  is the angular frequency of loop current, rad/s;  $\varepsilon_r$  and  $\sigma$  are the relative permittivity of the medium and electric conductivity of the medium, Sm/m, respectively. The constants  $c$  and  $\varepsilon_0$  are the speed of light, m/s and vacuum permittivity, F/m, respectively.

The current in a transmitting antenna is dependent on the value of the coil inductance, which include self-inductance and mutual inductance between loops [3]. Additionally, antennas current depends on conductive DC losses, the radiation resistance [4], as well as losses due to the skin-depth and proximity effects [5]. The radiation resistance determines the

power dissipated in the conductive medium. Below is an approximate formula for calculating the radiation resistance of an induction antenna [4]:

$$R_{\text{изл.}} = \omega\mu RN^2 \left[ \frac{4}{3}(\beta a)^2 - \frac{\pi}{3}(\beta a)^3 + \frac{2\pi}{15}(\beta a)^5 - \frac{256}{945}(\beta a)^6 + \frac{\pi}{42}(\beta a)^7 - \dots \right], \quad \beta = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}},$$

where  $\mu$  is the permeability of the conductive medium, Gn/m;  $N$  is the number of antenna turns; and  $a$  is a coefficient equal to the antenna's radius in meters.

The signal-to-noise ratio (SNR) is calculated from the signal amplitude and noise levels at a given distance. Additionally, knowing the bit error rate (BER) and constellation diagram can determine the maximum communication range for the designed system. The main sources of noise in near-field magnetic communication channels are the receiver radio circuits, industrial objects, and variable component of the Earth's magnetic field.

A MatLab program with a graphical user interface has been developed to automate the calculation of parameters for the design of a magnetic communication system. Fig. 1 shows the program interface, and an example calculation of a demo communication system with a data transfer rate of 4,8 kbps is presented. Based on the calculation results, the maximum communication range is approximately 5 meters.

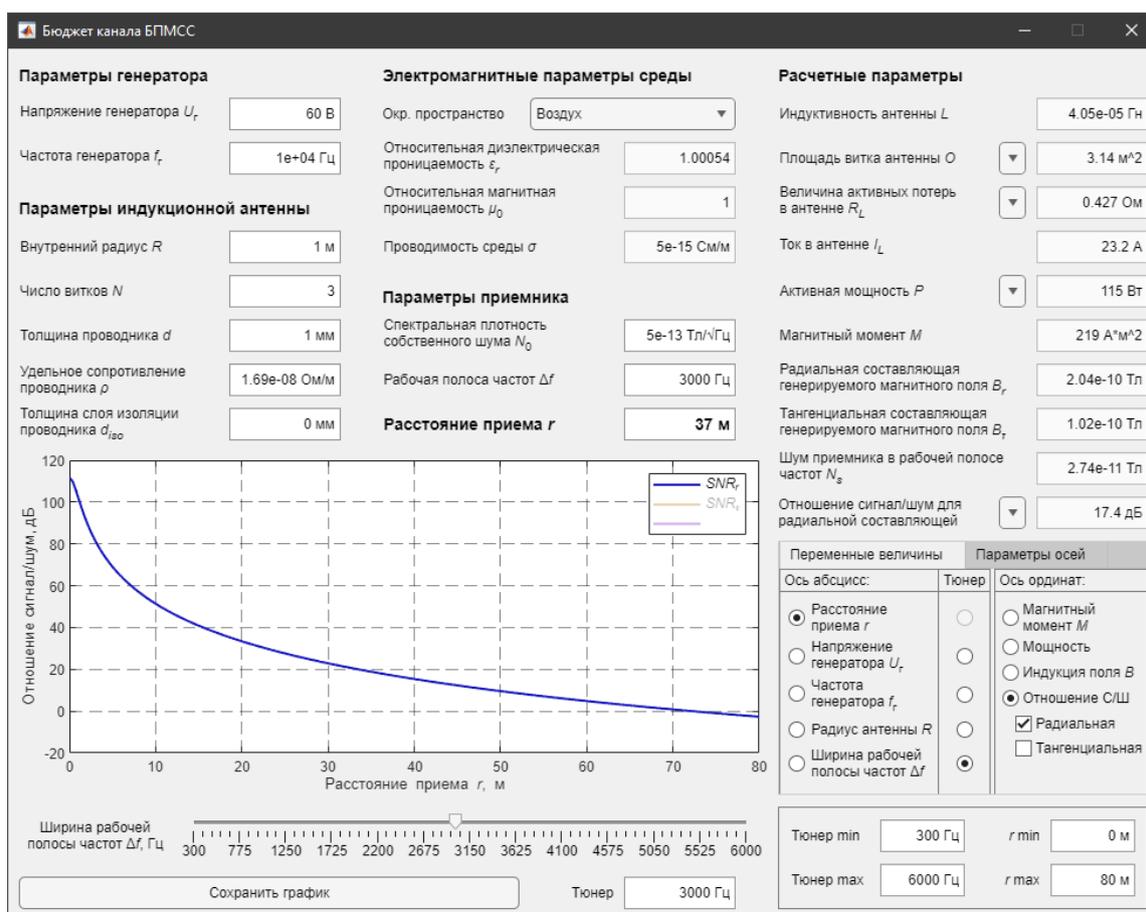


Fig. 1. User interface of the developed program

In order to verify the software's calculation results, we have designed and produce a demo magnetic communication system. The developed system is a simplex communication

system designed to transmit voice messages up to a distance of 5 meters. The photos in fig. 2 show the receiving and transmitting devices.



Fig. 2. Fabricated transmitter (left) and receiver (right) of the developed demo magnetic communication system

It's concluded that the link budget calculation results agree with the experimental study results. With a BER of  $10^{-6}$ , the maximum communication range for the developed system in the air was 5 meters. The data rate was 48 kbps and the carrier frequency was 20 kHz. The power dissipation in the transmitter was 3,5 W, which is also in agreement with the calculation result. These characteristics are enough to demonstrate the magnetic system in a laboratory. In this way, the software and hardware systems developed enable us to perform a system evaluation calculation according to the terms of reference for the project and demonstrate the actual system in operation.

## References

1. Lee K., Cho D.-H. Simultaneous Information and Power Transfer Using Magnetic Resonance // ETRI Journal. 2014. Vol. 36, № 5. P. 808–818.
2. Werner D. H. An exact integration procedure for vector potentials of thin circular loop antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1996. Vol. 44, № 2. P. 157–165.
3. Towards ultimate low frequency air-core magnetometer sensitivity / Pellicer-Guridi R., Vigel M. W., Reutens D. C., Vegh V. // Scientific Reports. 2017. Vol. 7:2269. p. 12.
4. Kraichman M. B. Impedance of a circular loop in an infinite conducting medium // Journal of Research of the National Bureau of Standards, Section D: Radio Propagation. 1962. Vol. 66, № 4. P. 499–503.
5. Savukov I. M., Seltzer S. J., Romalis M. V. Detection of NMR signals with radio-frequency atomic magnetometer // Journal of Magnetic Resonance. 2007. Vol. 185, № 2. P. 214–220.

## REALIZATION OF THE POSSIBILITY OF DRIVING AN UNMANNED VEHICLE

A. Y. Martynov, L. O. Sivitsky, I. S. Pisarev (scientific supervisor),  
I. V. Alekseenko (language advisor)

*Polytechnic Institute of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 26  
E-mail: AMartynov-FT21@stud.sfu-kras.ru

Today, modern cars are equipped with a large number of intelligent driver assistance systems that can practically take over driving completely. We can call such a car an unmanned one. This article describes one of the stages of creating an unmanned vehicle based on the Mitsubishi i-MiEV electric vehicle, namely the development of steering components.

In modern realities, the undeniable advantage of modern cars that use intelligent on-board systems to assist in driving is their ability to function without human intervention, which can significantly reduce the possibility of traffic accidents caused by the human factor. The integration of modern technologies and artificial intelligence allows cars to make independent decisions based on the analysis of data from sensors, cameras and other sources of information. One of the key advantages of such intelligent control systems is their ability to streamline traffic on the roads. By taking into account many factors, such as speed, distance to other vehicles, weather conditions, intelligent on-board systems are able to function without fatigue, emotions and other factors influencing human decision, which can significantly improve traffic safety and the efficiency of transport infrastructure.

Thus, the equipment of electronic control units for safety and traffic systems ensures the most precise tuning of systems, thereby changing the behavior of the car depending on the road situation. Some car manufacturers equip their cars with intelligent driving assistance systems.

The operation of Advanced driver-assistance systems (ADAS) is implemented through the widespread use of electronic control units, sensors and electric drives. The degree of implementation of smart driver assistance systems can be determined according to the classification developed by the Society of Automotive Engineers (SAE), which contains 6 levels. Modern cars have levels from 0 to 2 (cruise control systems, lane keeping, and others). The world's leading automakers are working on creating cars with level 3, 4 or 5 when the car can move independently, but with partial participation of the driver. Serial production of cars with self-driving systems is usually carried out on the electric vehicle platforms. For example, Tesla equips its entire range of electric vehicles with self-driving systems.

It should be noted that the widespread use of vehicle automation will make it possible in the future to optimize road traffic as much as possible, provided that there are wireless communication systems through which cars will exchange information with each other and choose the most optimal trajectories and routes. Not all electric vehicles, even modern ones, are equipped with a wide range of automation systems. However, the introduction of intelligent motion systems into such cars can be achieved by minor modifications of control systems and retrofitting with electronic devices.

It is important to emphasize that the implementation of this concept is carried out by a team of students and specialists from SibFU Polytechnic School and School of Space and Information Technology, who are performing a set of works to create an intelligent control module for an unmanned electric vehicle. Mitsubishi's i-MiEV electric vehicle is used as a platform for creating an unmanned vehicle.

One of the points of the project is the implementation of the possibility of automatic control of the steering mechanism, which requires an electric power steering. The problem is the lack of possibility of implementing external control of the steering mechanism.

There are three possible ways to solve this problem:

- direct control of the electric power steering motor;
- simulate steering wheel torque sensor signals using a controller;
- direct control of the electric power steering control unit via the CAN (Controller Area Network).

We can highlight the following features of the implementation of each of them, analyzing possible directions for implementing the system:

Direct control involves the additional installation of a power module and its connection to the amplifier electric motor, which is located on the steering rack in the engine compartment, which may cause difficulties with the installation of such equipment;

Simulating signal sensors involves installing a digital-to-analog converter (DAC) that will take a digital signal from the controller and transform it into a DC signal with a voltage value from 0 to 5 Volts. Installation is carried out in the gap between the steering wheel torque sensor and the EPS (Electric Power Steering) control unit. The modified electrical circuit is located under the center console inside the car;

Direct control of the unit via the CAN is ensured only by the presence of an open code control unit and a feedback system, which, as a rule, are not available in mass-produced vehicles.

As a result, having carefully studied the available possibilities and previously assessed the costs, the research team chose the option of implementing this system by simulating signals from the steering wheel torque sensor using a controller.

Implementation of the constructive solution

So, it is necessary to create a two-channel DC signal of the main and sub channels with a voltage value from 0 to 5 Volts to recreate the steering wheel torque sensor signal. The characteristic diagram of the desired signal is shown in fig. 1.

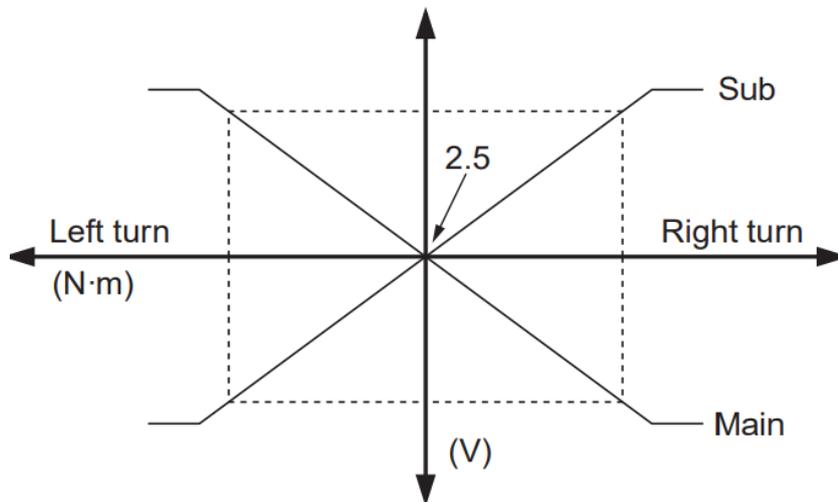


Fig.1. Steering wheel torque sensor signal characteristic diagram

The signal is produced by a DAC, which is controlled by the controller and receives power from the on-board network.

The next step is to connect the signal from the DAC to the control unit, while maintaining the channel coming directly from the sensor. The relay is built into the circuit,

which allows us to transmit a signal from the DAC to the unit and retains the ability of the sensor to transmit a signal to the unit in the case of manual control of the car. The block diagram of the node is shown in fig. 2 (original construction in black, changes in gray).

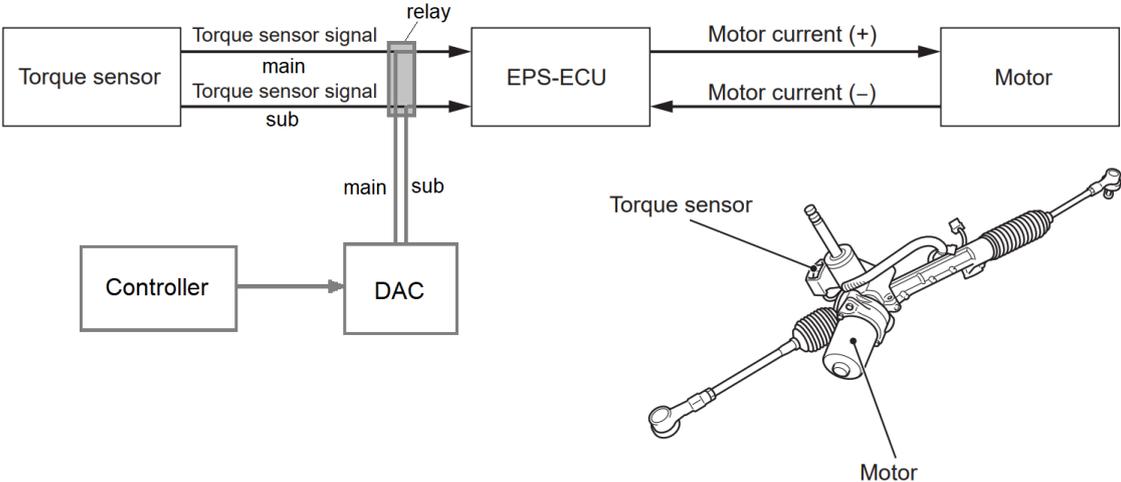


Fig. 2. Block diagram of a modified electric power steering assembly



Fig. 3. Connecting an external channel to the control unit

Installation of equipment is carried out using wires and insulators. The circuit uses an Omron relay. The installed system on the I-MiEV vehicle is shown in fig. 3.

After installation and testing of the system, specialists eventually have carried out tests at the test site, which have demonstrated that the circuit works properly and meets the requirements set at the beginning of the design. At this stage, we can say that the final implementation of the self-driving vehicle is achievable.

In conclusion, it should be noted that the developed, implemented and tested system for simulating steering wheel torque sensor signals using a controller confirms its advantage in implementing autonomous or remote control of the steering mechanism in vehicles equipped with an electric steering system. The unification of this method in the future will make it possible to produce kits for retrofitting cars for unmanned driving.

### References

1. 6 level of cars automatization [Electronic resource]. URL: [https://www.sae.org/standards/content/j3016\\_202104/](https://www.sae.org/standards/content/j3016_202104/).
2. E-Motion magazine «Roads of the future» [Electronic resource]. URL: <https://www.kia.ru/press/magazine/j34/>.
3. Technical guide Mitsubishi I-MiEV [Electronic resource]. URL: [http://mmc-manuals.ru/manuals/i-miev/online/Service\\_Manual/2013/index\\_M2.htm](http://mmc-manuals.ru/manuals/i-miev/online/Service_Manual/2013/index_M2.htm).

## THE EFFECT OF ION ETCHING ON THE ELECTRICAL CHARACTERISTICS AND CONTINUITY OF THIN SILVER FILMS

S. V. Nedelin<sup>1,3</sup>, N. A. Zolotovskiy<sup>1,3</sup>, A. S. Voronin<sup>2</sup>,  
I. A. Tambasov<sup>2,3</sup>, E. A. Nikitina<sup>1</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>*Siberian Federal University*  
660041, Krasnoyarsk, Svobodny avenue, 82A

<sup>2</sup>*Kirensky Institute of Physics*  
660036, Krasnoyarsk, Akademgorodok st., 50/38

<sup>3</sup>*LLC "Research and Production Company "Spectehnauka"*  
660043, Krasnoyarsk, Chernyshevskogo st., 67  
E-mail: S.V.NEDELIN@MAIL.RU

The ion etching method was used to obtain a continuity thin metallic silver film (thickness less than 15 nm). It consists in the fact that a continuity silver film of greater thickness is etched with argon ions to the required thickness. The synthesis of thin metal films was carried out by magnetron sputtering from a metal target in an argon atmosphere. The roughness was studied using an atomic force microscopy. Electrical conductivity was measured by the four-probe method. The results obtained confirm the relevance of the ion etching method for the production of thin metallic silver films with a thickness of less than 15 nm.

Thin metal films have high electrical conductivity and good optical characteristics [1]. They are used as transparent conductive materials (TCM) both independently and as part of more complex composite materials [2]. The main factor affecting both the optical and electrical characteristics of a thin metal film is the thickness of the layer. As the thickness of the thin metal film decreases, transparency increases and electrical conductivity deteriorates. Theoretical calculations can predict these parameters (the dependence of electrical conductivity on thickness and the dependence of optical transparency on thickness). But for the calculation, it is assumed that a thin metal film is a continuity homogeneous structure. However, the synthesis of a continuous homogeneous thin metal film with a thickness of less than 15 nm is a non-trivial process [3].

The growth of a metal film on a substrate usually occurs in several successive stages, namely nucleation, coalescence and thickness increase. Due to poor adhesion to the substrate, the growth of the metal film is a Volmer-Weber mode (island growth: isolated three-dimensional (3D) metal islands are formed on the substrate), which leads to a high threshold thickness (~10–15 nm) to obtain a continuous thin film. A metal film with a high threshold thickness has a high reflectivity, especially in the near infrared region, which limits its use in wide-spectrum devices, but allows it to be used in optoelectronic devices aimed at protecting against IR radiation.

To reduce the thickness of a thin metal film of silver while maintaining the continuity of the structure, alloying with aluminum or zinc is used [4; 5]. Silver spraying in an argon + oxygen atmosphere is also used [6]. In this paper, it is proposed to use the ion etching (IE) method. It consists in "grinding" the surface of a film of greater thickness with high continuity of the structure to the required thickness.

Thin metallic silver films were synthesized on display glass substrates manufactured by AGC with a roughness of < 1 nm [7], with a size of 1,1×25×25 mm. The films were applied by magnetron sputtering from a 99,999 % pure silver metal target in a sealed vacuum chamber. The vacuum was provided by a pumping system consisting of oil pre-vacuum and turbomolecular pumps, while the chamber was evacuated to a base pressure of 10<sup>-6</sup> Torr.

A thin metallic silver film was synthesized at a power of 50 W (power stabilization), in an argon atmosphere with a residual pressure of 4,4·10<sup>-3</sup> Torr. The spraying mode is pulsed.

The deposition rate was about 1,1 Å/s. Ion etching parameters: 1 kV source voltage (voltage stabilization), 10 mA current, silver film etching rate of 1,7 Å/s.

Three samples were synthesized: a silver film with a thickness of 10 nm (a); a thickness of 17 nm (b); an initial thickness of 17 nm, and after etched with argon ions up to 10 nm (c). The deposition mode, the choice of substrate and its processing were the same for all samples. Images of the samples, as well as their surfaces obtained using AFM, are shown in fig. 1.

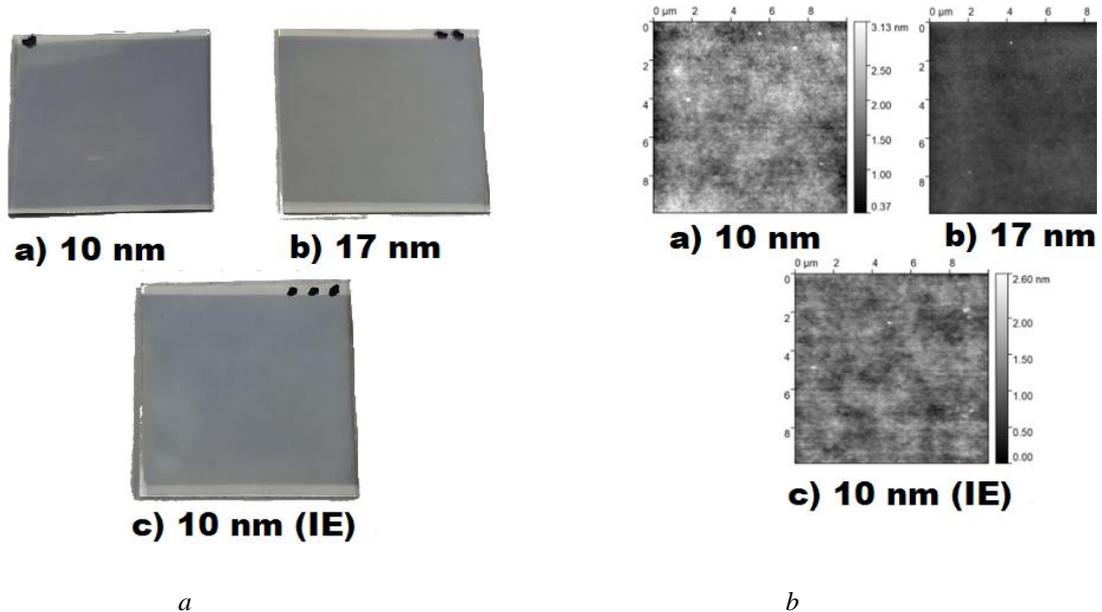


Fig. 1. *a* – a line of silver samples; *b* – AFM images of a line of silver samples

Sample *a*: the average roughness value of the silver film was  $S_a = 280,98$  pm; the average spread value of  $\Delta h_{a.v.} = 11,84$  nm. This sample with a thickness of 10 nm has a lower uniformity of the studied samples. It can also be said that a continuity silver film has not yet formed on sample *a*.

Sample *b*: the average value of the roughness of the silver film was  $S_a = 324,78$  pm; the average value of the dispersion of the  $\Delta h_{a.v.} = 2,91$  nm. This sample has a thickness of 17 nm. It has a worse roughness compared to sample *a*, but at the same time it is already possible to say that the resulting film is continuous.

Sample *c*: the average roughness value of the silver film was  $S_a = 194,62$  pm; the average spread value of  $\Delta h_{a.v.} = 1,19$  nm. This sample was obtained from a thin silver film with a thickness of 17 nm by ion etching. A thin silver film obtained by ion etching has the best surface uniformity of the studied samples. In addition to the low surface roughness, we can say that this film is continuous.

The study of the surface roughness of the samples was carried out at the NanoInk DPN 5 000 AFM installation.

The electrical conductivity of the samples was investigated. To do this, the surface resistance of the samples was measured using a four-probe method. The values obtained by this method do not depend on the size of the square, which makes it easy to compare different samples. The data is summarized in tabl. 1.

Resistance measurements were carried out on the ST2263 installation for measuring resistivity using the four-contact Van der Pau method.

Table 1

Electrical conductivity of samples

Sample	Thickness	$R_s$ , Ohm/sq.
<i>a</i>	10 nm	12,65
<i>b</i>	17 nm	3,58
<i>c</i>	10 nm (IE)	12,29

In this paper, the process of obtaining thin metallic silver films by ion etching using magnetron sputtering in an argon atmosphere was investigated. The main goal was to obtain continuous thin metal films with a thickness of less than 15 nm and to evaluate their electrical conductivity and surface roughness.

The ion etching method made it possible to achieve the desired thickness of the films, improving their continuity and uniformity. This is confirmed by the results of a study of the surface roughness of the samples conducted on an atomic force microscope. The sample obtained from a 17 nm thick film by ion etching shows significantly lower roughness compared to other samples, which indicates a higher continuity of this film.

These studies also include analysis of the electrical conductivity of the samples. The results of the surface resistance measurement indicate that the resulting films have good electrical conductivity, which makes them potentially applicable as transparent conductive materials.

In general, the use of ion etching in combination with magnetron sputtering makes it possible to obtain thin metallic silver films with desired characteristics such as continuity, uniformity and electrical conductivity. This opens up prospects for their application in various fields requiring highly efficient and optimized materials.

## References

1. Bi Y. G. Ultrathin Metal Films as the Transparent Electrode in ITO-Free Organic Optoelectronic Devices / Y. G. Bi, Y. F. Liu, X. L. Zhang, D. Yin, W. Wang, J. Feng, H. B. Sun // *Adv. Opt. Mater.* – 2019. – V. 7. – P. 23.
2. Wang Z. Robust Ultrathin and Transparent AZO/Ag-SnO/AZO on Polyimide Substrate for Flexible Thin Film Heater with Temperature Over 400°C / Z. Wang, J. Li, J. Xu, J. Huang, Y. Yang, R. Tan, G. Chen, X. Fang, Y. Zhao, W. Song // *J. Mater. Sci. Technol.* – 2020. – V. 48. – P. 156–162.
3. Fishman, G. Surface-induced resistivity of ultrathin metallic films: a limit law // *Phys. Rev. Lett.* – 1989. – V. 62. – P. 1302–1305.
4. Gu D. Ultrasoother and Thermally Stable Silver-based Thin Films with Subnanometer Roughness by Aluminum Doping // *ACS Nano.* – 2014. – V. 8. – P. 10343–10351.
5. Zhang C. An ultrathin, Smooth, and Low-loss Al-doped Ag Film and Its Application as a Transparent Electrode in Organic Photovoltaics // *Adv. Mater.* – 2014. – V. 26. – P. 5696–5701.
6. Jo H. Highly transparent and conductive oxide-metal-oxide electrodes optimized at the percolation thickness of AgOx for transparent silicon thin-film solar cells // *Solar Energy Materials and Solar Cells.* – 2019. – V. 202. – P. 8.
7. URL: [https://npk-stn.ru/product/smooth\\_glass/](https://npk-stn.ru/product/smooth_glass/) (access: 22.09.21).

# RADIO MEASUREMENTS OF REAL DATA TRANSMISSION SPEED IN A WI-FI NETWORK IN THE 5 GHz FREQUENCY RANGE

T. S. Popova, R. E. Radygin, D. Yu. Chernikov,  
O. V. Gryadunova (language advisor)

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: tanya\_popova\_2004@inbox.ru  
ruslanrd5555@gmail.com  
dchernikov@sfu-kras.ru

The article presents the experimental estimates of information transmission rate values for the conditions of deployment and use of multiservice radio communication networks of Wi-Fi standard in indoor areas (Wireless Indoor Local area Network). An attempt is made to model the law of information rate distribution for WLAN based on theoretical distributions corresponding to measured data. Estimates of spectral efficiency for different values of signal bandwidth in the frequency range of 5 GHz characteristic for Wi-Fi networks are also given.

Modern research in the field of multimedia data transmission and traffic quality of service assessment shows that processes in communication networks have an unstable structure [2]. Therefore, numerous scenarios associated with the installation and use of wireless local area networks (WLANs) require an assessment of the actual data transfer rates in such networks by means of common user equipment [3–4]. In the study, data transfer rates were measured in the 5 GHz frequency range, which is typical for Wi-Fi networks.

The article considers the conditions for measuring the information speed of a multiservice Wi-Fi network, whose real structure is best reflected in the distribution law. Knowing the laws of traffic distribution, one can determine the average data transfer speed over the network. Moreover, it is necessary to calculate the statistical characteristics of the velocity values and evaluate the spectral efficiency. Simulation modeling cannot always adequately reflect the changing nature of traffic, so its analysis and research are better carried out using analytical methods and certain algorithms, such as analyzing the speed distribution and finding spectral efficiency [1].

The data transfer speed was experimentally measured indoors without any obstacles when using common devices such as a laptop or a smartphone. The distance between the Wi-Fi access point and the receiver did not exceed 15 meters. In the immediate vicinity of the access point there was a spectrum analyzer receiving the signal to an external directional antenna.

The following communication scheme was used to carry out the necessary measurements (fig. 1).

This communication diagram (fig. 1) consists of some systems, where:

- 1) PC for Access Point (4) administration is a stationary computer from which control and analysis of the target network is carried out [6].
- 2) The laptop is a client terminal of the Wi-Fi network.
- 3) A spectrum analyzer is a measuring device that allows you to determine the data transmission rate in various frequency ranges.
- 4) Access Point is a Wi-Fi router that distributes the network and controls the data flows of this network.
- 5) The SFU corporate network is a system of devices providing two-way data exchange between local servers and the global Internet.
- 6) Measuring server for a Wi-Fi network is a server being a part of the SFU corporate network and making it possible to measure the speed of Wi-Fi connections.

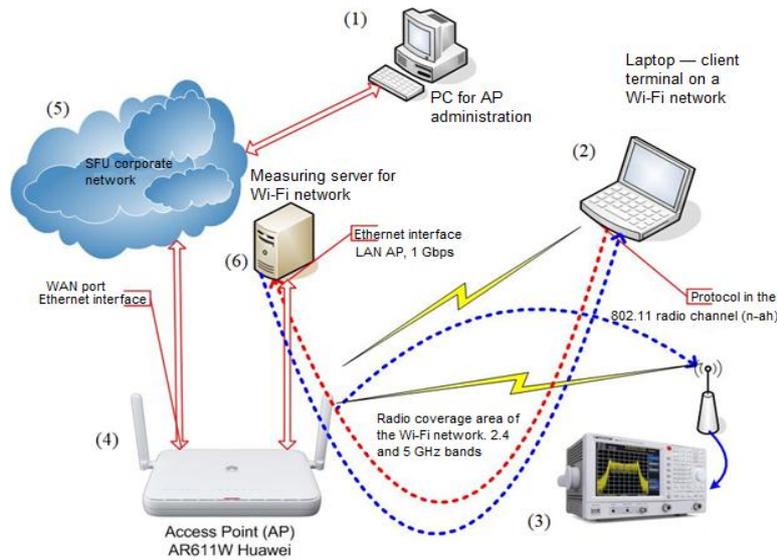


Fig. 1. Communication diagram for performing radio measurements on a Wi-Fi network

Radio Settings	Wi-Fi Settings	WLAN User Management	Blacklist/Whitelist
<b>Radio Settings</b>			
Country/Region : <input type="text" value="Russia"/>			
<b>2.4G Radio Setting</b>			
Transmit power level : Fixed level <input type="text" value="0"/>			
Channel : Fixed channel <input type="text" value="40MHz+"/> <input type="text" value="6"/>			
<b>(1) 5G Radio Setting</b>			
Transmit power level : Fixed level <input type="text" value="0"/> (2)			
Channel : Fixed channel <input type="text" value="80MHz"/> (3) <input type="text" value="56"/> (4)			
<input type="button" value="Apply"/>			

Fig. 2. Configuring the parameters of the AR611W Wi-Fi network access point

It should be noted that a radio coverage area of a Wi-Fi network is the area covered by the Wi-Fi signal.

When carrying out the experiment the Web-based configuration interface for the Wi-Fi network access point AR611W manufactured by Huawei was used to change the parameters of the Wi-Fi network access point AR611W [5].

Fig. 2 shows the signal strength parameters emitted by the 5 GHz Wi-Fi network (2), the range of signal direction used in a single channel (3), and the frequency channel number (4) of the 5 GHz Wi-Fi network (1).

To measure the speed in the Wi-Fi radio channel only the parameters of the Wi-Fi network in the 5 GHz band were changed [7].

The 5 GHz frequency range is used for Wi-Fi wireless networks to provide separation and optimization of data transmission in wireless networks. Unlike the 2,4 GHz frequency band, the 5 GHz band offers more available channels to split traffic, which helps to avoid channel congestion and improves network performance.

The measurements were carried out at different spectral widths (20 MHz, 40 MHz, 80 MHz). The spectrum characteristics of signals in a Wi-Fi radio channel can be reliably determined from the shape of the curves obtained using a spectrum analyzer (see fig. 3). The spectral parameters of the signals used are displayed in the form of graphs similar to those presented in the picture below.

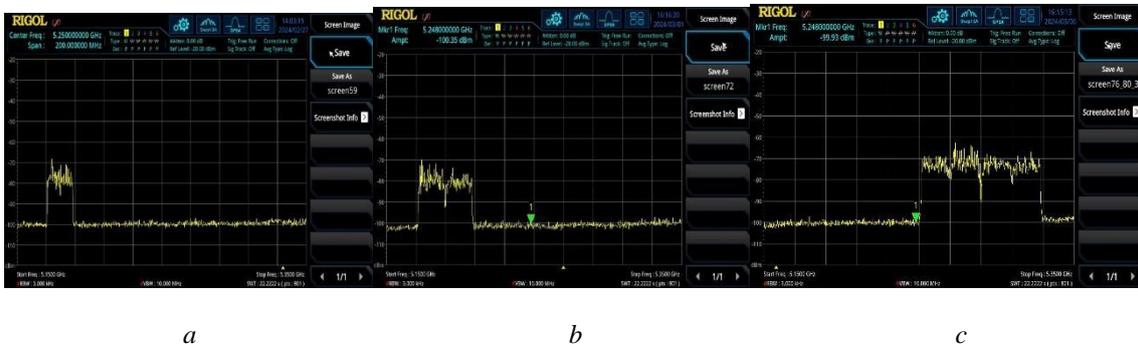


Fig. 3. Spectral characteristics of signals in a Wi-Fi network radio channel with a 20 MHz band – *a*, with a 40 MHz band – *b*, with an 80 MHz band – *c*

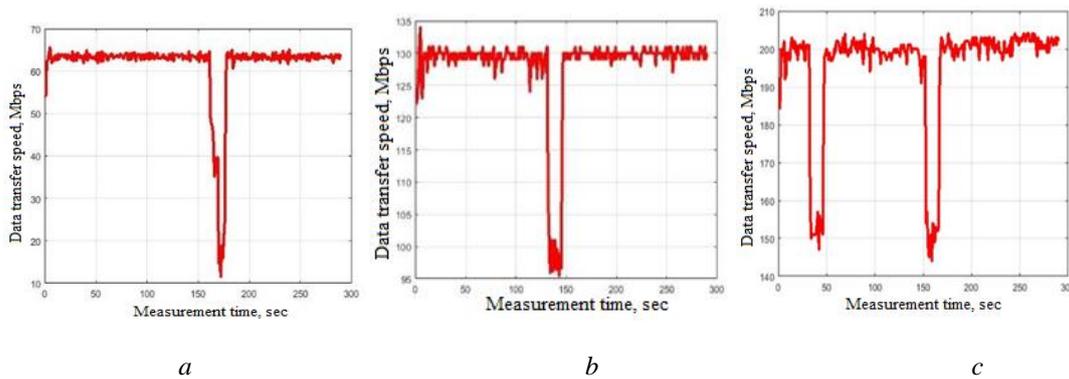


Fig. 4. Temporal dependence of transmission rates on time in the 5 GHz range with a bandwidth of 20 MHz – *a*, 40 MHz – *b*, 80 MHz – *c*

Below are the graphs of signal speed versus time and speed distribution.

It can be observed that the graph with 20 MHz bandwidth (fig. 4, *a*) shows an information rate of 65 Mbps, while the graphs with 40 MHz and 80 MHz bands (fig. 4, *b*, *c*) show rates of about 133 Mbps and 203 Mbps. The results show that as the bandwidth increases, the information rate increases.

Spectral efficiency is determined by the ratio of the average information speed to the spectrum width. It shows how effectively the available frequency band is used to transmit information. To find the spectral efficiency when calculating the statistical characteristics of speed values and organizing a Wi-Fi network radio channel using AP Huawei AR611W [6] is presented in tabl. 1.

Using the data given in tabl. 1 the following graph of the spectral efficiency dependence on the spectrum width may be constructed.

Latency and data rate in Wi-Fi radio networks can be described by a Weibull distribution. The speed distribution law describes the probabilistic distribution of data transfer rates between devices [8]. Knowing the distribution laws that real traffic obeys, it is possible to determine the average speed of information transmission over a wireless network.

Table 1

Band	Initial data		
	5 GHz		
Spectrum width, MHz	20	40	80
Average speed, Mbit/s	61,7090	128,1237	195,6367
Spectral efficiency, bit/s	3,085	3,2	2,44

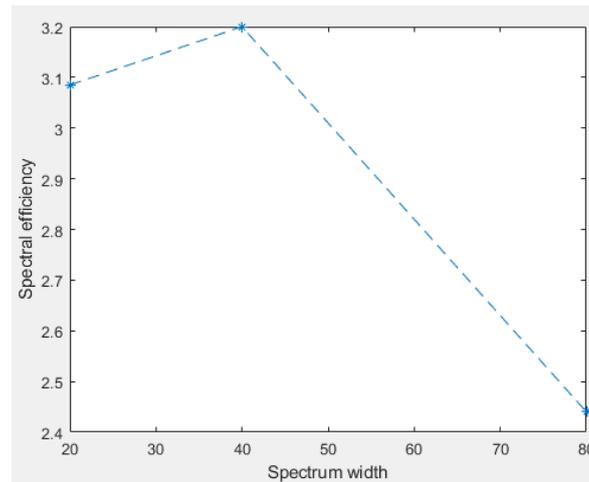
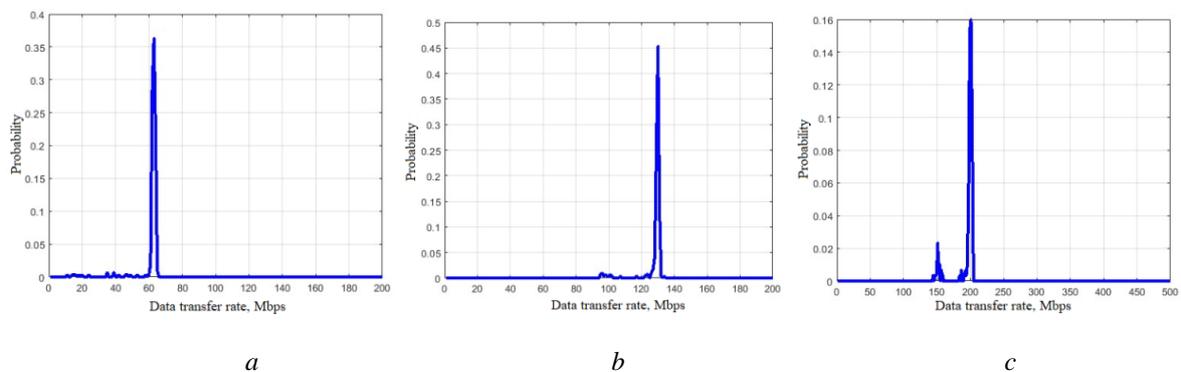


Fig. 5. The ratio between statistical characteristics of speed and spectrum width values

Fig. 6. The distribution of information data transmission speed in the frequency range of 5 GHz with a bandwidth of 20 MHz – *a*, 40 MHz – *b*, 80 MHz – *c*

Thus, the frequency range and 5 GHz are used to ensure separation and optimization of data transmission in wireless networks. The communication diagram and parameters of the AR611W Wi-Fi network access point help to understand the purpose of the devices and functions. The use of the allocated frequency band and the speed value are well described by spectral efficiency. From the time dependence of the data transfer rate and the speed distribution law, we found that the data transfer rate in the 5 GHz band is high. This 5 GHz band offers higher data rates, making it more preferable for high-bandwidth applications.

## References

1. Alshaev I. A., Lavrukhin V. A. About designing and optimization of Wi-Fi networks // Information Technologies and Telecommunications, 2016, Vol. 4, No. 1 p. 87–95.
2. Zabrodin A. N., Voitsekhovskiy V. N., Chernikov D. Yu. Features of measuring parameters of multiservice communication network based on Wi-Fi technology. In Collection: Fundamental bases, theory, methods and means of measurements, control and diagnostics. Proceedings of the 19th International Youth Scientific and Practical Conference. 2018. C. 287–292.
3. Zelenkov N. S., Chernikov D. Yu. Indoor-navigation using Wi-Fi networks., In collection: Modern problems of radio electronics. Proceedings of the XXII All-Russian scientific and technical conference with international participation, dedicated to the 125th anniversary of Radio Day. Siberian Federal University. 2020. C. 301–305.
4. Revva I. L.; Bogdanov A. A.; Malakhova E. A. Application of Wi-Fi access points for registration of object movement / Scientific Bulletin of NSTU Vol. 68, No. 3, 2017.
5. <https://play.google.com/store/apps/details?id=com.signal.monitoring.wifimonitoring>.
6. <https://russia-huawei.ru/huawei-ar611w/>.
7. The ultimate speed test tool for TCP, UDP and SCTP // iPerf/ – URL: <https://iperf.fr/iperf-download.php/>.
8. Shorin A. O., Devlishov A. G., Turov A. V., Chernikov D. Yu. Using the technology of space retransmission of intrasystem communication channels in the tasks of organizing subscriber radio access. – Scientific journal “Research of science city”, No. 3–4(18), 2016, pp. 39–44.

## DESIGNING SMART POSTURE CORRECTION SYSTEMS

A. C. Sannikova, Y. G. Golykh (scientific supervisor), I. V. Alekseenko (language advisor)

*Polytechnic Institute of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 26  
E-mail: asannikova.official@mail.ru

The goal of our work is to design and fabricate a posture corrector that will track the user's body posture and suggest corrective actions to maintain proper posture.

In modern society, when more people spend a lot of their time in front of computers or in a sitting position, the problem of poor posture has become increasingly important. According to the all-Russian medical examination in 2002, 96,7 % of children have functional disorders and diseases of the spine. Improper sitting posture can lead to various diseases and discomforts, such as back pain, shoulder pain, neck pain, headaches and breathing problems.

In this regard, there is a need to develop effective methods and devices that can correct posture and prevent the occurrence of these problems. One of these methods is the use of posture correctors.

Usually, maintaining correct posture involves a combination of exercises, massage or using orthopedic devices, but in some cases only surgery can be effective. The best results for improving posture can be achieved through a combination approach, including exercises, yoga and Pilates, as well as regular outdoor activity, massage and possibly the use of special orthopedic devices.

The aim of physical exercises is to strengthen the muscles of the back, abdomen and neck, which helps to maintain the correct posture. All these activities have to be done regularly and must include stretching, strengthening and flexibility exercises.

In addition to physical activity, it is recommended to include some simple activities in your daily life to improve your posture. For example, it is necessary to maintain a correct posture when sitting and walking, and avoid sitting in a saddle posture for long periods of time. It is also important to pay attention to bedding, pillows and chairs so that they match the physiology of the body and promote correct posture. There are special massage techniques, such as myofascial massage, that can be applied to achieve the best effect.

However, before starting any methods of posture correction, it is recommended to consult a doctor or a qualified specialist who will be able to determine which methods are most suitable in a particular case and guide to the correct workout of problem areas of the body.

Let us notice, that designing a posture corrector begins with studying of the anatomical features of the human body, including the spine and back muscles. This study provides a detailed understanding of the structure and functioning of these parts of the body, that is important for determining the support points needed for correct posture. In our case, these support points are the spine and shoulders. Correct posture of the spine implies that there are no anterior curvature, and the shoulders should be lowered and relaxed.

Also, when developing a posture corrector, the individual anatomical characteristics of a person are taken into account. Creating cushions or supports for the back and other areas of the body, that require support, significantly increases the effectiveness of posture correction. In this case, ergonomic principles must also be taken into account. The support should be sufficient but not too rigid to avoid discomfort or injury. The design and materials of the cushions or supports have to provide enough ventilation and prevent moisture accumulation or allergic reactions of the users.

Our device has been used in an orthopedic posture corrector for the upper thoracic spine. It has the following advantages of:

- size versatility;
- velcro closure;
- elasticity;
- breathable materials such as neoprene.

The creation of electronic circuits that control the functions of the posture corrector makes it possible to adjust and control the support according needs of the users. That has been accomplished by using sensors that record body position to monitor and adjust the support for correct posture.

This technology is based on modern electronics principles and data processing algorithms. The system collects information about body position using a sensor, which reports the data to the electronic circuitry. Also, it analyzes them and determines whether support adjustments need to be made.

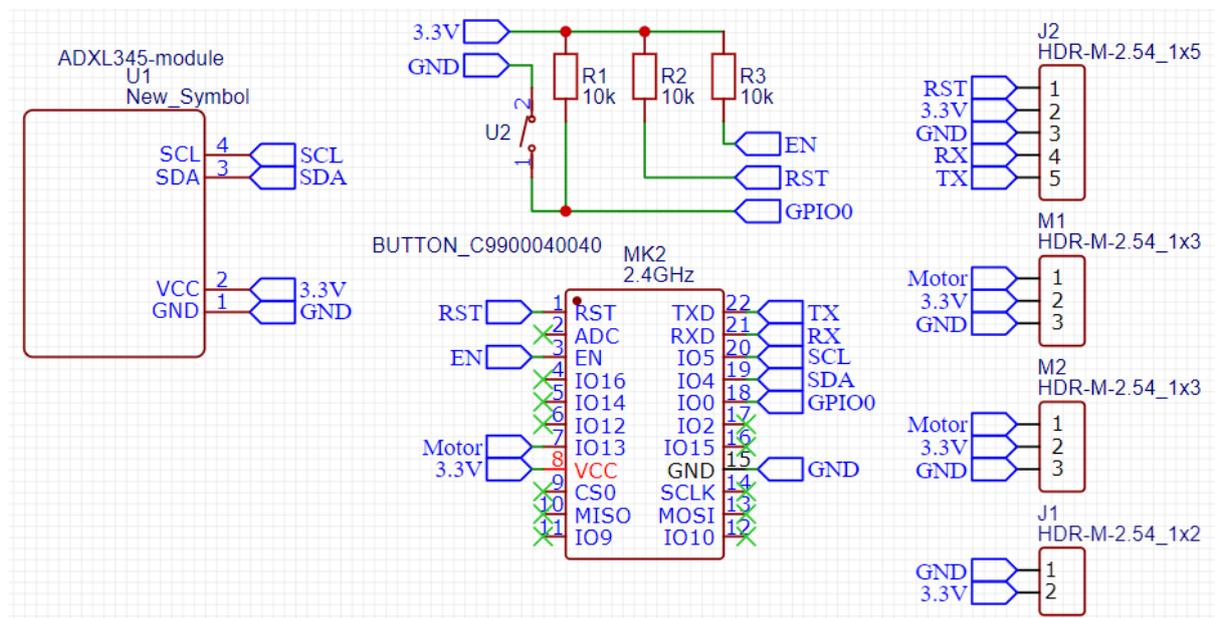


Fig. 1. Electronic circuit diagram of the smart posture corrector

The ideal work of a posture corrector involves the following algorithm of operation:

1. It is recommended to assume a sitting or standing position taking into account the alignment of the head, spine and pelvis to memorize and fix the desired posture. To save the posture reference press the button located on the front of the device, which will save the current position as accelerometer coordinates.

2. The internal timer automatically starts counting down its operating time when the device is turned on.

3. When the posture is successfully captured and accepted for tracking, the device sends a signal to the vibration motors, which causes vibration and confirms the successful execution of the command.

4. Poor posture reminder is provided by vibration only when the accelerometer detects a 15-degree forward-backward tilt angle deviation and a 20-degree left-right lean angle deviation within 15 seconds.

5. When the system is triggered due to poor posture, a counter should be triggered, counting the number of times the system has triggered.

6. The device is switched off by pressing the button.

The controller must operate with interruptions in order to optimize battery charging costs. The entire control and configuration system is implemented through a special firmware board for use with ESP. The use of ESP8266MOD, which includes a Wi-Fi module, allows data to be transmitted to a server where parameters such as time of operation, number of sensor actuations can be stored and the possibility of creating statistical data for user information can be set. Modes for the button can be programmed, thus providing more convenient use of the device.

Manufacturing a prototype posture corrector based on the developed drawings and electronic circuits is an important step to test the effectiveness and functionality of the device. Conducting human trials will help determine how effective the posture corrector is in real-life conditions.

Based on the testing results, it is necessary to optimize the posture corrector by making changes to the drawings and electronic circuits. We believe that optimization is aimed at improving the performance of the device, as well as taking into account the individual needs and comfort of users.

After successful optimization of the posture corrector, we can start mass production and distribution of the device to end users. In future, the posture corrector can be distributed through medical institutions, specialized stores or online platforms.

In order to implement the entire process of developing a posture corrector, interaction and collaboration of specialists from different scientific fields, combining medical knowledge, engineering skills and design experience, is necessary. As a result, the scientifically proven and effective device can improve users' posture.

## References

1. [https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/109239/1/m\\_th\\_d.a.franz\\_2022.pdf](https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/109239/1/m_th_d.a.franz_2022.pdf).
2. <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-sovremennyh-metodov-korreksii-kifolordoticheskoy-osanki>.
3. <https://applied-research.ru/en/article/view?id=6301>.

# STARLINK'S IMPACT ON THE SATELLITE COMMUNICATIONS MARKET: COMPETITION, INNOVATION, PRICING

D. A. Sych, A. A. Vaganov

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: dianasych2004@gmail.com

Starlink's arrival has changed the satellite internet game. It's pushing old companies to do better and making things cheaper for everyone. This article looks at how Starlink is making a big difference, like more competition, new technology, and lower prices. We'll also explore what the future holds for satellite internet with Starlink leading the way.

Starlink is an innovative technology that provides high-speed Internet access using satellite dishes placed on earth and, accordingly, satellites in low-Earth orbit. Musk calls his system "plug and play." After signing a contract for communication services, the user receives a fully ready-to-use set of tools [1]. The main advantage of Starlink is its scale. SpaceX, led by Elon Musk, has already placed thousands of Starlink satellites in Earth orbit, expanding its network with each launch. At the moment, their number is more than 4 500, and this number is constantly increasing. Unsurprisingly, SpaceX plans to place up to 42 000 Starlink satellites in orbit, thus creating the largest satellite communications network in history. But it is important not only the number, but also the distribution of satellites in orbits. Starlink uses two main orbits: low orbit (LEO) and medium orbit (MEO). The satellites are located at an altitude of 328 to 550 km in a low orbit, which ensures low signal latency and high data transfer rates. There are also satellites placed in an average orbit at an altitude of 550 to 1 150 km, designed to provide coverage of the Arctic and Antarctic. Thus, Starlink provides wide coverage and high performance due to the massive deployment of satellites in various orbits. This innovative technology is changing the way we think about Internet access, making it accessible in the most remote corners of the Earth [2].

Among the advantages of Starlink over any other providers you can also highlight:

- unprecedented high download speed – already at the beta testing stage, the system provides speeds of up to 400-600 Mbit/s (with an average market value of 60 Mbit/s). At the same time, Elon Musk promises that in the near future this indicator will be increased to 1 Gbit/sec [1];

- watching movies in high quality, online games without glitches, delays and errors. Nowadays, only a few providers can boast of really good speed without any delays. Due to the presence in low-Earth orbit, Starlink will not slow down when the network is heavily loaded, moreover, you can continue to play modern online toys, without any changes in connection [1].

The satellite communications market has always been dominated by a few big companies. This has resulted in expensive services and a lack of options, particularly in rural and less populated regions. But everything changed with the arrival of Starlink. Now, there's competition in the market. Starlink provides high-speed internet at reasonable rates and aims to cover the entire world. As a result, traditional satellite providers are being pushed to reconsider how they operate and how much they charge. Starlink has serious rivals in this competition.

One of Starlink's main competitors is Iridium Communications. It is a company with extensive experience in the field of satellite telecommunications. Iridium launched a new generation of its satellites, updating its network and obtaining a certificate for work in the

Global Disaster Alert and Maritime Safety System (GMDSS), which allowed it to reach a fundamentally new level of work [1].

Another contender for the role of the main competitor is Galaxy Space, supported by the Chinese government. They launched their first broadband Internet satellite into low-Earth orbit. It is capable of transmitting user traffic at a speed of 24 Kbit/second. The only problem that GalaxySpace is facing today is that at the moment Chinese companies are not able to produce all the components necessary for the production of devices [1].

Amazon is also working on the Kuiper communications satellite development project, which plans to launch 3 236 satellites into low Earth orbit. It is expected that they will be able to provide a connection of up to 400 Mbps [1].

Finally, Telesat, with the support of the Government of Canada, is developing its network by signing an agreement with Thales Alenia Space for the production of satellites. Their goal is to provide Canada with full broadband coverage by the end of 2024 [1].

The Starlink project has made a significant contribution to innovation in the field of satellite communications.

Starlink has the potential to play a crucial role in advancing the Internet of Things (IoT) in healthcare. By leveraging its network capabilities, Starlink can facilitate seamless communication between various medical devices, enabling them to transmit real-time patient health data.

Here's how Starlink can benefit the healthcare industry:

1. **Medical Sensors:** These tiny devices are designed to monitor specific health parameters such as heart rate, blood pressure, or glucose levels. With Starlink's high-speed and low-latency connection, medical sensors can instantly send data to healthcare providers, ensuring timely intervention if needed.

2. **Wearable Health Monitoring Devices:** From smartwatches to fitness trackers, wearable devices have gained popularity for their ability to track daily activities and vital signs. With Starlink, these devices can stay connected even in remote areas, allowing individuals to receive continuous healthcare support regardless of their location.

3. **Medical Equipment:** Hospitals and clinics heavily rely on advanced medical equipment like MRI machines, ventilators, or robotic surgical systems. By integrating these devices with Starlink's network, healthcare professionals can remotely access real-time data, troubleshoot issues, or even perform procedures from a distance.

The advantages of using Starlink for IoT in medicine are clear:

**Faster Data Transmission:** Starlink's satellite-based internet service offers high-speed connectivity with minimal lag time. This means that critical health information can be shared rapidly between devices and medical professionals without any significant delays.

**Wide Coverage:** Traditional internet infrastructure may have limitations in remote or underserved areas. Starlink aims to bridge this gap by providing global coverage through its satellite constellation. As a result, even rural communities or disaster-stricken regions can benefit from reliable IoT solutions in healthcare.

**Enhanced Patient Care:** By leveraging real-time data from connected devices, healthcare providers can gain valuable insights into patients' health conditions. This proactive approach enables early detection of potential issues, timely intervention, and personalized treatment plans for better patient outcomes.

Overall, Starlink's robust network infrastructure has the potential to revolutionize how healthcare services are delivered. From remote patient monitoring to telemedicine consultations, the possibilities for leveraging IoT in medicine are immense. With continued advancements in technology and increased accessibility, we can expect significant improvements in healthcare outcomes worldwide.

Starlink may also contribute to the development of connected and autonomous vehicles. The network can provide a reliable and high-speed internet connection while on the move, allowing cars to:

- exchange data;
- receive software updates;
- provide real-time navigation;
- ensure safety on the road.

Pricing has become a key factor in the competitive struggle in the satellite communications market. Starlink offers several satellite internet plans. Let's compare them to the plans of other satellite providers, such as Viasat and HughesNet:

#### 1. Starlink vs Viasat:

- the basic Starlink plan (110 EUR/month) offers speeds up to 150 Mbps and a latency of up to 20 milliseconds. Compared to Viasat, the basic Viasat plan is similar in terms of speed, but it usually has a higher price;

- the premium Starlink plan (140 EUR/month) offers faster speeds up to 500 Mbps and lower latency of up to 15 milliseconds. In comparison, a similar plan from Viasat often costs more and provides a slower speed;

- additionally, Starlink offers special plans for travelers (Starlink Roam) which can be convenient for those who are constantly on the move.

#### 2. Starlink vs HughesNet:

- compared to HughesNet, Starlink generally offers faster speeds and lower latency at approximately the same price for its basic plans;

- the premium Starlink plan also offers faster speeds and lower latency compared to the standard HughesNet plans, but at a higher cost;

- like Viasat, Starlink has additional services for travelers, which could be attractive to some customers.

Therefore, although the pricing for Starlink plans may be similar to those of other providers, the higher speeds and lower delays make it a competitive option in the satellite communication market.

Starlink's entry into the satellite communications market has had a significant impact on competition, pricing, and innovation in the industry. The emergence of this new player has disrupted the status quo, providing an alternative to traditional satellite providers and promoting healthy competition. This has resulted in lower prices for internet services and increased accessibility, particularly in remote and underserved areas where broadband internet was previously lacking.

Starlink's innovative business models, such as direct sales and subscription-based pricing, have challenged traditional approaches in the satellite industry. These new methods are encouraging other players to rethink their strategies and offer more flexible pricing options. As a result, consumers are benefiting from increased competition and improved service offerings. As important as it is, Starlink plays a significant role in stimulating innovation in the satellite communications industry. By contributing to the development of satellite manufacturing technologies and inter-satellite communication systems, it creates new opportunities for more efficient and affordable communication solutions. These developments are essential for the growth of emerging markets, such as the Internet of Things and connected cars, as well as remote medicine.

Starlink's influence on the satellite market is evident in its ability to drive competition and promote innovation among industry players. Its impact demonstrates its significance as a key contributor to the transformation of global communications.

### References

1. Starlink: что это за технология и как она влияет на интернет будущего. – 2022 – [электронный ресурс] URL: <https://lindeal.com/trends/starlink-cto-hto-za-tehnologiya-i-kak-ona-vliyaet-na-internet-budushchego> (дата обращения: 19.04.2024).

2. Что такое starlink и как работает спутниковый интернет как посмотреть, где сейчас спутники, и как подключиться: – 2024 – 19 – апреля – [электронный ресурс] URL: <https://digitalocean.ru/n/cto-takoe-starlink-i-kak-rabotaet-sputnikovyj-internet> (дата обращения: 19.04.2024).

3. Всё о проекте «Спутниковый интернет Starlink». Часть 1: – 2020 – 2 – ноября – [электронный ресурс] URL: <https://habr.com/ru/articles/526154/> (дата обращения 27.04.2024).

4. Starlink: Как спутниковый интернет стал революцией в мире связи: – 2023 – 31 – октября – [электронный ресурс]. URL: [https://dzen.ru/a/ZUDjs9Dg7jWM\\_FKx](https://dzen.ru/a/ZUDjs9Dg7jWM_FKx) (дата обращения 01.05.2024).

5. Starlink: – 2024 – 12 – апреля – [электронный ресурс]. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Starlink> (дата обращения 29.04.2024).

6. Starlink: как работает спутниковый интернет от Илона Маска и кому он нужен: – 2024 – 12 – апреля – [электронный ресурс] URL: <https://hi-tech.mail.ru/review/100519-starlink/#anchor168513819692192193> (дата обращения 29.04.2024).

# THE ROLE OF RADIO ELECTRONICS IN NEXT GENERATION NETWORKS

A. A. Timofeeva

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: albina.timofeeva.2017@mail.ru*

The article discusses the essence and importance of radio electronics in the context of the development and promotion of Next Generation Networks (NGN). The main attention is paid to current technologies related to the use of radio electronics for the development of next generation networks. The following key points are covered: multi-beam systems, millimeter waves and advanced transmission elements.

Radio electronics is the basis of emission and devices that enable the possible functioning of modern communication networks. It is developing the powerful and efficient radio systems that will power these networks. Radio electronics plays a fundamental role in the development of Next Generation Networks.

Next Generation Networks (NGN) are modern telecommunication networks that represent a modernization and a kind of evolution of previous generations of communication networks (1G, 2G, 3G, 4G) in order to provide higher performance, efficiency and functionality. These networks not only consist of mobile networks such as 5G, but also various types of networks used to transmit various types of information. Next generation networks began to actively develop at the beginning of the 21st century. Particularly great interest in the development and implementation of NGN has appeared in recent decades, when the requirements for high-speed data transmission, mobile communications and cloud services have become especially relevant.

Next Generation Networks have a number of advantages, such as high data transfer velocity, low latency, large network capacity, energy efficiency and support for various types of services.

Examples of different types of Next Generation Networks: 5G, IP-networks, SDN (Software-Defined Networking), NFV (Network Functions Virtualization).

The development of new generation networks is facilitated by the latest radio electronics technologies: multi-beam systems, millimeter waves, and improved transmission elements. But first things first.

## *Multiple Input Multiple Output*

MIMO (Multiple Input Multiple Output) is a spatial signal encoding method that reduces throughput and immunity to interference; simultaneous transmission and reception of data allows for sequential expansion of antennas.

In signal conditioning to achieve spatial multiplexing, different source data streams are encoded and transmitted through different antennas, allowing for increased efficiency in the use of the radio frequency spectrum. The encoded data streams are then transmitted through multiple antennas while simultaneously utilizing spatial diversity. To achieve optimal reception and decoding of multiple data streams, special signal processing algorithms (spatial filtering and decoding algorithm) are used. The capabilities associated with the formation of signals and their distribution among the elements of the antenna array are implemented together with the receiver in various versions, creating a complex of antenna technologies [1]. At least two antennas are used: a transmitter and a receiver.

This technology is used in modern wireless networks (4G and 5G) and wireless local networks. It allows you to improve network performance and increase data transfer speeds.

### *Millimeter waves or extremely high frequencies*

Millimeter Waves (mmWave) refer to radio waves with wavelengths ranging from 10 mm to 1 mm and frequencies from 30 GHz to 300 GHz. The use of high-frequency ranges makes it possible to achieve high data transfer rates, but requires the development of special antennas and amplifiers.

Waves of this type provide greater throughput, which makes it possible to transmit large amounts of data in a shorter period of time. Also, millimeter waves have a limited ability to penetrate various obstacles, which requires a larger number of base stations. Antennas with modest physical dimensions in the millimeter wave can provide a high degree of spatial resolution.

Millimeter waves occupy a unique position in the radiation spectrum. Millimeter wave radiation has a penetrating ability comparable to ultra-high frequency electromagnetic emission, which determines its effective use in various radio-electronic systems [2].

### *RFIC and RFID*

The development of advanced transmission elements such as Radio frequency integrated circuit (RFIC) and Radio frequency identification (RFID), integrated circuits and devices provides high performance and efficiency of data transmission.

RFIC allows a large number of RF functions to be integrated on a single chip. Also provides high data transfer rates by providing high performance radio systems. RFIC is some of the basis for the development of new radio technologies, including MIMO.

RFID is a method of automatic identification of objects in which data stored on transponders or RFID tags is read or written using radio signals. The introduction of RFID provides several advantages at once: the speed and accuracy of operations increases, employees spend less effort and time, making fewer mistakes [3].

This system provides unique methods for identifying objects, which has a beneficial effect on inventory management, logistics, and security of next generation networks. RFID enables contactless identification and also stimulates the development of new services and applications, which advances digital transformation and develops next generation networks.

With the development of Next Generation Networks, more and more attention is paid to radio-electronic methods of ensuring the security and privacy of transmitted data. This includes the development of secure data transfer protocols and identification systems.

In the cities of the future, radio electronics contribute to the creation of infrastructure for smart cities. This includes monitoring systems, control of lighting, transport and other aspects of city life, which can be integrated thanks to modern radio-electronic technologies. Electronics plays a key role in the development of autonomous vehicles. The communication systems and sensors used in these vehicles allow them to communicate with each other and with the infrastructure to ensure safe and efficient movement.

With the advent of the Internet of Things, smart cities, autonomous cars and other innovative technologies, it becomes necessary to create more efficient and smart devices that can interact with high-bandwidth networks.

The need for continuous improvement in radio electronics is to cope with the challenges associated with the increase in the number of connected devices, ensuring the security and privacy of data transmission, and minimizing the impact on the environment.

Electronics therefore plays a critical role in the development of next-generation networks, providing advanced technologies and infrastructure for faster, more reliable and

smarter communications networks that enable the development of the digital economy and ubiquitous connectivity.

### References

1. Petrov V. P. Modern technologies in the MIMO system / V. P. Petrov, I. Yu. Yakushev // Journal Vestnik SibGUTI. – 2019. Vol. 12. – P. 15.
2. Naumovich N. M. Antennas of centimeter and millimeter waves / N. M. Naumovich, V. V. Muravyov, O. A. Yurtsev // BSUIR. – 2004. – P. 9.
3. Inter ID Study Materials: Official Website. – Moscow, 2020 – URL: <https://interid.ru/rfid-sistema> (access date: 04.30.2024).

# EXTENDING THE GLONASS SIGNAL FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES

T. D. Trifonova V. A. Shevchenko

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: tatyana.trifonova.2004@mail.ru

We decided to consider such an important aspect as flying beyond the line of sight. GLONASS allows drones to fly beyond the operator's line of sight. This expands the range of aircraft applications, allowing them to carry out missions in densely populated areas, over long distances or in poor visibility conditions. The main problem in this case is the question of the possible range of communication with the drone.

GLONASS is a global navigation satellite system (1), a Soviet and Russian satellite navigation system. The system was developed by order of the Ministry of Defense of the USSR and was originally created for military needs, but then found civilian use. It provides users with GLONASS is powered by signals from a group of satellites orbiting the Earth in a mid-Earth orbit. Each satellite transmits signals that contain information about its location and the exact time. The GLONASS receiver receives these signals from several satellites and uses them to calculate its location by measuring the time the signal arrives.

GLONASS is powered by signals from a group of satellites orbiting the Earth in a mid-Earth orbit. Each satellite transmits signals that contain information about its location and the exact time. The GLONASS receiver receives these signals from several satellites and uses them to calculate its location by measuring the time the signal arrives.

**GLONASS Application.** GLONASS devices are widely used in various industries and applications:

- navigation: car navigation systems, marine GLONASS and tourist GLONASS navigators;
- tracking and monitoring: vehicle tracking, personnel tracking and property monitoring;
- rescue and emergency response: search and rescue of missing persons, coordination of disaster relief and public safety.

GLONASS is widely used in the field of public safety, as well as in the search for missing persons, in your opinion it occupies a special place, because satellite systems are mounted on drones and drones. GLONASS provides drones and drones with accurate location and navigation information. A GLONASS receiver mounted on an aircraft receives signals from GLONASS satellites orbiting the Earth and uses these signals to determine its location and speed. This information allows drones to perform autonomous flights, follow preset routes and return to their starting point, even if communication with the operator is lost. GLONASS allows drones to can perform autonomous flights without manual control. The aircraft can be programmed to complete certain routes, or even to automatically complete missions such as infrastructure inspection or cargo delivery.

We decided to consider such an important aspect as flying beyond the line of sight. GLONASS allows drones to fly beyond the operator's line of sight. This expands the range of aircraft applications, allowing them to carry out missions in densely populated areas, over long distances or in poor visibility conditions. The main problem in this case is the question of the possible range of communication with the drone.

The communication range between the drone and the Ground Control Station is a critical factor affecting flight capabilities and safety. We have established the main ways to establish the range of communication with the drone:

- radio modems: radio modems are widely used to establish communication between drones. They convert digital data into radio signals and back, providing reliable two-way communication. The communication range of radio modems depends on the frequency, power of the transmitter and environmental conditions;

- signal amplifiers: signal amplifiers can be installed on the antennas of the drone to increase the power of the transmitted signal and extend the communication range;

- directional antennas: directional antennas focus radio signals in a certain direction, increasing the communication range and reducing interference.

**Factors affecting the range of communication.** The range of communication with the drone depends on the following factors:

- radio frequency: higher frequencies have a shorter communication range, but provide higher bandwidth.;

- transmitter power: the higher the transmitter power, the longer the communication range;

- environmental conditions: weather conditions, the presence of obstacles and electronic interference may affect the communication range;

- flight altitude: the communication range increases with increasing altitude of the drone;

- antenna type: directional antennas have a longer communication range compared to non-directional antennas.

Increasing the communication range, how is it possible to influence the communication radius with the drone and increase it?

We believe, to increase the range of communication with the drone, you can take the following steps:

- using higher radio frequencies with more powerful transmitters;
- installation of signal amplifiers and directional antennas;
- use of satellite communications for flights in remote areas.

We have considered the increase with the help of more powerful sensors, namely signal radius extenders for unmanned aerial vehicles. Drone extenders or signal amplifiers amplify the signal between the controller and the drone. This is an intermediate device that helps your drone pick up a stronger signal from the remote control. Similarly, expanders also increase the reach of your team, giving you better radio frequency (RF) communication, allowing you to work over a long distance.

The most common type of expanders are special antennas (fig. 1), their advantage lies in the fact that the installation of such expanders does not require major changes to the design of the drone or the control panel.

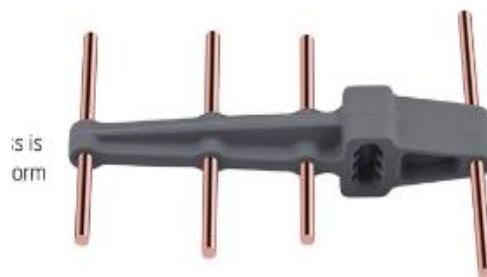


Fig. 1. Special antennas for the drone

In our opinion the first detail is the signal reflector. The device is a kind of reflector to parabolic antennas and reflects waves to the antenna, thereby increasing the quality and range of signal reception.

Of the antenna attachment in the form of a rubber or plastic frame with transverse inserts made of brass (copper). Included with it, the reflector performed much better. It is called Yagi antenna, from which the user of the.

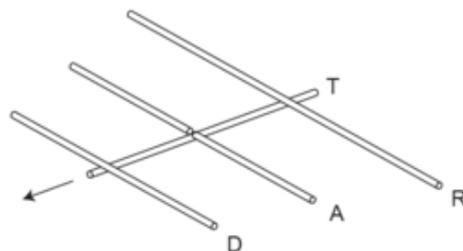


Fig. 2. Yagi antenna

The antenna consists of an active (A) (fig. 2) and a number of passive reflector vibrators (R) located on the traverse (T in fig. 2), located relative to the direction of radiation behind the active vibrator, as well as directors (D) (fig. 2) located in front of the active vibrator. Most often, one reflector is used, the number of directors varies from zero to dozens. The active vibrator has a length of about half a wave ( $0,5 \lambda$ ), the reflector has a length slightly greater than  $0,5 \lambda$ , and the directors have a length less than  $0,5 \lambda$ . The distances from the active vibrator to the reflector and to the first director are about  $0,25 \lambda$ .

The radiation of the antenna can be considered as the sum of the radiation of all the vibrators that make up it. The current induced by the radiation of the active vibrator in the reflector induces voltage in it. For a reflector whose resistance is inductive due to a length greater than  $0,5 \lambda$ , the voltage lags in phase from the voltage in the active vibrator by  $270^\circ$ . As a result, the radiation of the active vibrator and the reflector in the direction of the reflector is formed in antiphase, and in the direction of the active vibrator – in phase, which leads to an increase in radiation in the direction of the active vibrator by about half.

**Conclusion.** In our paper, we concluded that GLONASS plays an indispensable role in the control and navigation of drones and drones. It provides precise positioning, allows autonomous flights, expands the range of applications and includes advanced functions. When establishing communication with a drone, it is important to comply with all applicable regulatory requirements and safety protocols. Drone operators should be familiar with the rules and restrictions of airspace for flying in certain areas. In addition, they must take measures to prevent interference with other users of the radio frequency spectrum and ensure the safe operation of the drone.

## References

1. Signal extenders -<https://www.propelrc.com/>.
2. Glonass system <https://glonass-iac.ru/guide/glonass.php>.
3. Signal range with drone <https://habr.com/ru/articles/480124/>.

# APPLICATION OF ADAPTIVE FILTRATION METHODS TO INCREASE THE MEASURING ACCURACY OF A MULTILATERATION SURVEILLANCE SYSTEM

D. Yu. Urbansky<sup>1</sup>, V. V. Erokhin<sup>2</sup>, N. P. Malisov<sup>2</sup>, T. Yu. Portnova<sup>2</sup>

<sup>1</sup>*Russian Metrological Institute of Technical Physics and Radio Engineering, East-Siberian branch  
664056, Irkutsk, Borodin st., 57*

<sup>2</sup>*Moscow State Technical University of Civil Aviation, Irkutsk branch  
664047, Irkutsk, Kommunarov st., 3 Irkutsk  
E-mail: urbdim.ru@gmail.com*

Modern electronic surveillance aids are aimed to increase the efficiency of air traffic management system operation. The accuracy of aircraft position-fixing directly influences the flight safety. Introduction of new promising surveillance aids such as multilateration (MLAT) systems could dramatically improve the flight safety level as well as enhance the efficiency of using the airspace. The paper focuses on solving an urgent research task to increase the MLAT measuring accuracy under a priori uncertainty of noise intensity. The authors propose using an algorithm for estimating the MLAT parameters based on the adaptive Kalman filter.

## Introduction

To provide efficient operation of Air Traffic Management (ATM) system, it is proposed to use a multilateration (MLAT) surveillance system [1]. Introduction of new advanced surveillance aids such as MLAT could considerably improve the efficiency of airspace use. The principle of MLAT operation is based on the Time Difference of Arrival (TDOA) method when a signal transmitted by an airborne transponder is received by spatially-separated ground stations at different times. MLAT systems are widely used for navigation and timing support of ground and air objects and accuracy of their localization depends on dilution of precision (DOP), signal attenuation along the radio waves propagation path, influence of noise and interference [2]. Accuracy of position-fixing is determined by a measurement error of signal arrival time under the influence of noise and interference. Moreover, under real conditions of MLAT operation the statistics of noise and interference is often unknown.

Considering the foregoing, we can conclude that research of MLAT accuracy characteristics and improving the aircraft position-fixing efficiency under a priori uncertainty of noise intensity is an urgent research task.

A promising direction of optimizing the data processing under the influence of noise and interference is application of adaptive filtration algorithms [3]. Development and research of algorithms for adaptive filtration of MLAT parameters is considered to be a priority area of research.

The paper is aimed at increasing the accuracy of TDOA measurements in a multilateration system by means of adaptive filtration methods.

## Problem Statement

Let the model of MLAT parameters dynamics be given in the vector-matrix form:

$$\lambda_v = \Phi_{v,v-1}\lambda_{v-1} + G_{v,v-1}n_{\lambda,v-1}, \quad (1)$$

here  $\lambda = |\tau V_\tau \omega|^T$  is a vector of the MLAT transponder state,  $n_{\lambda,v-1}$  is a vector of discrete white Gaussian noise (DWGN) with known intensities.

Specify the matrices of dynamics, noise intensity of measurements  $G$  and observations  $\mathbf{R}$  as follows:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2\pi f_0 & 0 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} D_{n_\tau} & 0 \\ 0 & D_{n_\omega} \end{bmatrix}.$$

Let the observation equation be given in the vector-matrix form:

$$\xi_v = H_v \lambda_v + n_v, \quad (2)$$

here  $H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$  is a matrix of measurements;  $n_v$  is a DWGN vector with observation noise intensities which are unknown.

In localizing an object with the help of MLAT technology, the aircraft coordinates are determined by processing the times of arrival of airborne transponder signals at MLAT receiving stations using the TDOA method.

### Synthesis of the Algorithm

The principle of MLAT operation for aircraft transponder localization lies in measurements of pseudodelays of the signals received by the ground stations. Synthesize the algorithm for a priori model of dynamics of MLAT state vector variables defined by expression (1). Let the prediction equation for the state vector be written as follows:

$$\hat{\lambda}_v = \Phi_v \hat{\lambda}_{v-1}, \quad (3)$$

Prediction or covariance matrix is described by expression

$$P_v^{-1} = [\Phi_v P_{v-1} \Phi_v^T + G_v Q_v G_v^T]^{-1} + H_v^T R_v^{-1} H_v, \quad (4)$$

here  $P$  is a covariance matrix of filtration errors of the state vector  $\lambda = |\tau V_c \omega|^T$ .

The equation for estimating the state vector variables on the basis of Kalman filter (KF) has the form:

$$\hat{\lambda}_v = \hat{\lambda}_v + K_v (\xi_v - H_v \hat{\lambda}_v). \quad (5)$$

The matrix coefficient of KF gain is calculated according to the formula:

$$K_v = \Phi_v P_{v-1} \Phi_v^T H_v^T [H_v \Phi_v P_{v-1} \Phi_v^T H_v^T + R_v]^{-1}, \quad (6)$$

here  $R_v$  is a covariance matrix of observation noise.

Let the KF measurement residual be given as:

$$\Delta_v = \xi_v - H_v \hat{\lambda}_v, \quad (7)$$

Then equation (9) for a posteriori state vector estimation can be written as:

$$\hat{\lambda}_v = \hat{\lambda}_v + K_v \Delta_v. \quad (8)$$

Let the KF covariance matrix be given as

$$P_v = \{I - K_v H_v\} P_{v,v-1}. \quad (9)$$

Under a priori parameter uncertainty relative to noise intensity the actual values of the elements of observation noise covariance matrix  $\mathbf{R}$  are unknown. Matrix  $\mathbf{R}$  can be determined by performing statistical analysis of the residual and then applying the adaptive Kalman filter (AKF). To set up the noise covariance matrix, a special matrix composed of several scale coefficients  $S_v$  is introduced into the KF algorithm. Changes in observation noise covariance lead to changes of matrix elements  $S_v$  and this directly influences the matrix coefficient of KF gain:

$$K_v = P_{v,v-1} H_v^T [H_v P_{v,v-1} H_v^T + S_v R_v]^{-1}, \quad (10)$$

here  $S_v = \left[ \frac{1}{w} \sum_{j=k-w+1}^k \Delta_i \Delta_i^T - H_v P_{v,v-1} H_v^T \right] R_v^{-1}$ ,  $P_{v,v-1} = \Phi_v P_{v-1} \Phi_v^T$ .

The algorithm obtained allows us to solve the task of adaptive filtration of MLAT parameters: to find the best estimation of the signal arrival time after pseudorange measurements under a priori uncertainty of noise intensity. The block diagram of the AKF-based system for estimating the MLAT state vector variables is represented in fig. 1.

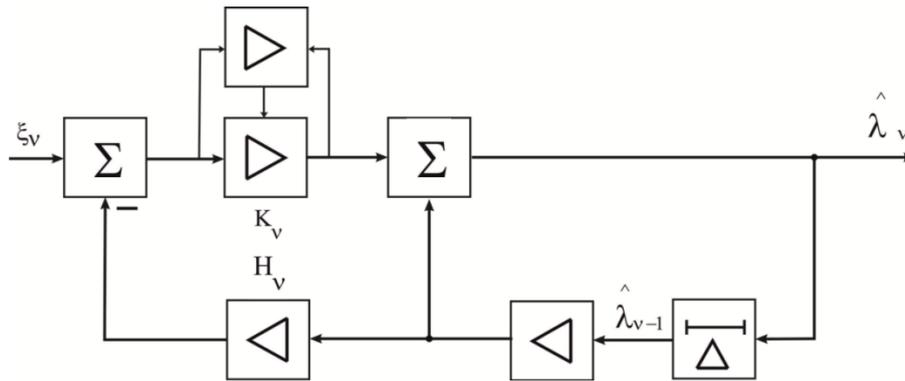


Fig. 1. Diagram of the AKF-based system for estimating the state vector

### Modelling and Research

The authors researched MLAT characteristics using specialized software. The results of researching the synthesized algorithm characteristics are shown in fig. 2–7. In particular, fig. 2 demonstrates a factual error of determining the delay time  $\delta_\tau = \tau - \hat{\tau}$ , RSME  $\sigma_\tau = \sqrt{P_\tau}$ , is a diagonal element of the covariance matrix of estimate errors  $P$ .

Fig. 2, 3 show the results of researching the dynamics of  $\sigma_\tau$  and  $\sigma_{v\tau}$  RSME estimate errors as well as factual  $\delta_\tau$  and  $\delta_{v\tau}$  estimate errors received by applying the conventional KF. The graphs shown demonstrate dynamics of filtration errors changes when the observation noise RSME is five times larger than the calculated value. It is obvious that the factual RSME estimate error exceeds the calculated RSME value taken in the KF model and this fact points to the divergence of estimating.

The comparative analysis of the results shown in fig. 2, 3 indicates that, if the observation noise parameters are inaccurate, the conventional KF can give divergent estimation. Discrepancy between the models taken and the real processes causes divergence of filtering that manifests itself in difference between the calculated value of estimate error variance and the factual error. Divergence arises because probabilistic characteristics of

observation noise  $n_v$  are unknown and are not considered in the algorithm of the conventional KF.

The analysis of the presented results shows that it is necessary to research filtration divergence effect and to develop new approaches to estimation of MLAT parameters for eliminating the problem. This predetermines the relevance of the chosen direction of research.

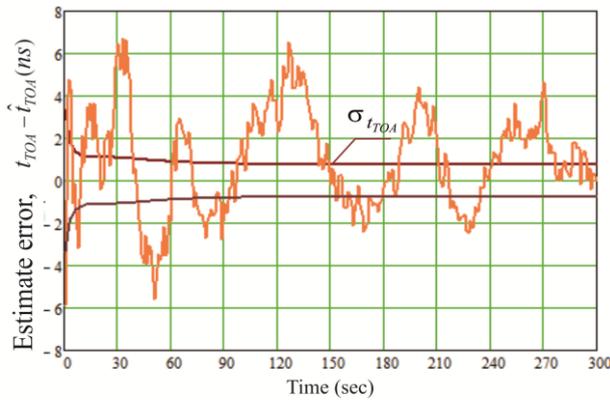


Fig. 2. Delay time estimate errors obtained by KF under divergence

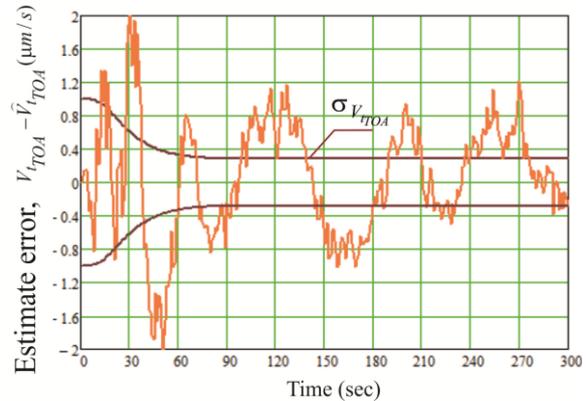


Fig. 3. Estimate errors of delay time change rate obtained by KF under divergence

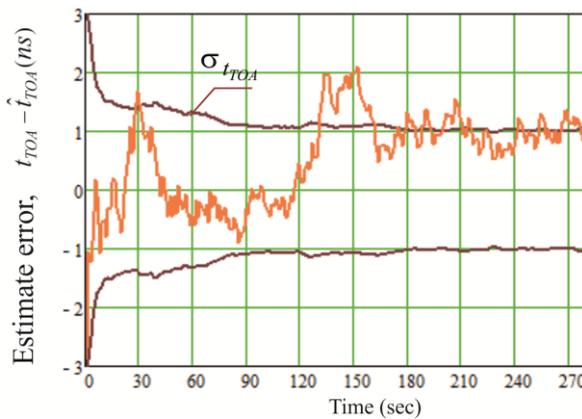


Fig. 4. Delay time estimate errors obtained by AKF

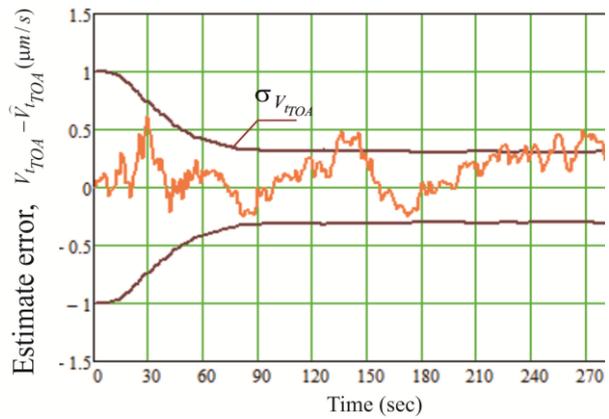


Fig. 5. Estimate errors of delay time change rate obtained by AKF

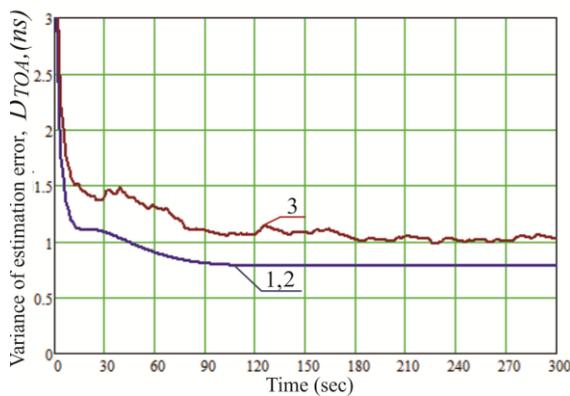


Fig. 6. Calculated variance of delay time estimate errors: 1 – conventional KF without divergence; 2 – conventional KF under divergence; 3 –AKF

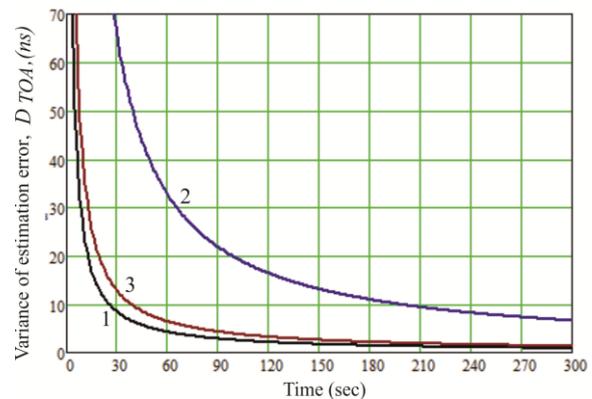


Fig. 7. Factual variance of delay time estimate errors: 1 – conventional KF without divergence; 2 – conventional KF under divergence; 3 –AKF

Fig. 4 and 5 indicate the graphs of estimates obtained by AKF (3)...(10). It is obvious that, when the AKF is applied, factual errors of estimating the time delays and time delay change rate are within the “corridor” of calculated values  $\sigma_\tau$  and  $\sigma_{v\tau}$  at the filter output.

Thus, under a priori parameter uncertainty of observation noise the AKF application allows the state vector variables to be estimated more reliably and authentically.

Fig. 6 presents the graph of calculated (theoretical) variance of the delay time estimate errors obtained at the outputs of conventional and adaptive KF as a part of the covariance matrix of estimate errors. Fig. 7 demonstrates the graphs of factual variance of delay time estimate errors obtained for the conventional and adaptive KF.

The comparative analysis of the results shows that the conventional FK has a divergence effect under the influence of noise whereas the adaptive FK eliminates the divergence effect and increases the accuracy of MLAT parameters estimation. The comparative analysis of the obtained results shows that application of the AKF-based algorithm for estimating MLAT parameters can decrease factual variance of delay time estimate errors and significantly increase the accuracy of estimating the MLAT parameters.

### Conclusion

The paper considers an approach that increases the accuracy of estimating the signal delay time and efficiency of aircraft position-fixing in a MLAT system under random disturbances. The authors have developed an algorithm for estimating MLAT state vector variables when using ADS-B: time, speed and change acceleration of signal arrival delay time based on Kalman filtration theory. The authors have researched accuracy characteristics of MLAT observation using specialized software. The analysis of the obtained results shows that the conventional KF has a divergence effect when exposed to noise and it manifests itself in difference between calculated and factual estimate errors. The divergence effect is caused by discrepancy between taken KF models and real processes. It is shown that filtering divergence leads to increase in variance of MLAT parameters estimate error. AKF use allows the divergence effect to be eliminated and accuracy of MLAT parameters estimate to be increased. It is shown that the adaptive Kalman filter which provides parameter settings of the matrix gain coefficient ensures steady estimation of the state variables at a time when RSME in the observation noise model differs from the model value.

### References

1. Algorithm of optimal control over the output power of the transmitter of an automatic dependent surveillance broadcast transponder / O. A. Gorbachev, B. V. Lezhankin, V. V. Erokhin, N. V. Povarenkin // 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2021 – Conference Proceedings, Vol. 4. – Saint-Petersburg, 2021. – P. 9470720. – DOI 10.1109/WECONF51603.2021.9470720.
2. Using a MLAT Surveillance System to Locate Unmanned Aerial Vehicles Flying as a Swarm / E. A. Bolelov, B. V. Lezhankin, V. V. Erokhin, S. A. Zyabkin // 2022 XIX Technical Scientific Conference on Aviation Dedicated to the Memory of N. E. Zhukovsky (TSCZh). 2022. pp. 67–70. DOI 10.1109/TSCZh55469.2022.9802475.
3. Assad A., Khalaf W., Chouaib I. (2019). Novel Adaptive Fuzzy Extended Kalman Filter for Attitude Estimation in GPS-Denied Environment. *Gyroscope Navig.* 10: 131–146. DOI 10.1134/S2075108719030027.

# THE TREND OF INTRODUCING SATELLITE COMMUNICATION IN MOBILE DEVICES

A. A. Fedeneva, V. Y. Alekseev, O. V. Gryadunova (language advisor)

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal university*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: valekseev-rf22@stud.sfu-kras.ru  
afedeneva-rf22@stud.sfu-kras.ru

This article examines the growing trend of integrating satellite communications into mobile devices, namely the very emergence of satellite-enabled mobile devices, the factors contributing to their development, the current state of the market including growth forecasts, their advantages and disadvantages. The article also tells about the collaborative efforts of mobile device manufacturers and satellite operators paving the way for wider availability and adoption of this technology.

The world of mobile communications is undergoing a period of aspiration for ubiquitous and seamless connectivity. Traditional cellular networks, limited by coverage areas and infrastructure, are giving way to hybrid solutions that integrate satellite communications into smart phones. A satellite phone is a type of a cell phone connected to other phones or telephone networks by radio via orbiting satellites. The main difference between a satellite phone and a cell phone is the method of signal transmission. Communication in cellular phones is provided by ground base stations of cellular operators. These base stations have a limited coverage area, and their number determines the quality and availability of cellular communication. They also have their own coverage area which depends on the number, location, orbital altitude and trajectory. A satellite phone, as its name implies, transmits radio waves via satellite. It has a much larger coverage area than a cell phone tower. Because of this, satellite communication systems can cover vast areas. The only satellite communication system that covers 100 % of the Earth's surface – is Iridium [5].

In today's world, with the appearance of satellite-enabled smart phones the line between satellite and cell phones is blurring. Carrying a satellite phone in your pocket is not feasible for most people, so manufacturers are introducing this technology into modern smart phones. Major mobile device manufacturers such as Apple and Samsung are actively cooperating with satellite operators (Iridium, Globalstar) to integrate the necessary technologies. This collaboration allows the use of existing satellite networks, accelerating the process of bringing satellite communications to cell phones and reducing development costs. New chipsets that work with satellite signals are being developed. They enable efficient data transmission and reduce power consumption of mobile devices. Integrated antennas are becoming more compact and efficient, allowing them to be built into slim smart phone bodies [6].

The integration of satellite communication in mobile devices relies on a combination of low-Earth orbit (LEO) and geostationary Earth orbit (GEO) satellite systems. LEO constellations, comprising numerous satellites orbiting at lower altitudes, offer lower latency and improved coverage, while GEO satellites, positioned at higher altitudes, provide broader coverage footprints. Depending on the specific use case and location, mobile devices leverage the strengths of both systems to maintain reliable connectivity.

To support satellite communication, mobile devices employ specialized modems and protocols optimized for the unique challenges of satellite links, such as longer propagation delays and limited bandwidth. These modems are designed to operate in the L and S frequency bands, which are commonly used for satellite communication services.

While satellite communication in mobile devices is still in its early stages, the trend is gaining significant momentum. Recognizing the immense potential of this market, major satellite operators are actively pursuing partnerships with mobile device manufacturers.

Simultaneously, regulatory bodies around the world are establishing frameworks and allocating dedicated frequency bands to facilitate the widespread adoption of this technology.

As the demand for ubiquitous connectivity is growing, the trend of introducing satellite communication in mobile devices to the masses is poised to play a major role in bridging the digital divide and extending the reach of communication services to even the most remote corners of the globe. To better understand the work of a regular cell phone with satellite communication, here is a simplified scheme of signal transmission from the phone (iPhone is taken as an example) to the emergency service in fig. 1.

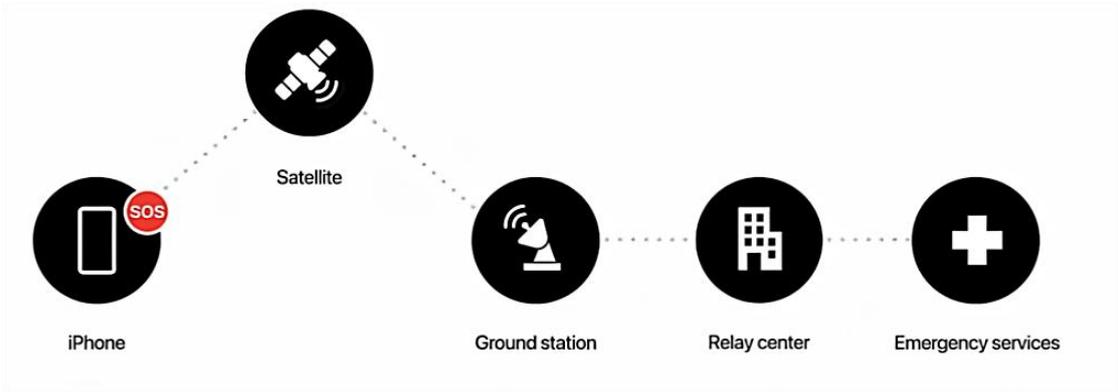


Fig. 1. Example of simplified scheme of signal transmission via satellite communication using iPhone

In cities and other populated areas, communication is provided by cell towers. They cover certain areas, and your phone automatically communicates with the nearest ones to receive calls and access the Internet. But when there are no stations nearby, your gadget loses signal and can't perform network services. This is where satellite communication comes to the rescue: instead of local repeaters, the device directly addresses a satellite which, in turn, redirects messages to ground equipment.

The solution allows you to stay in touch in remote parts of the world, which is especially important in emergency situations. In mountains and other regions with no infrastructure, satellite communications have already helped to save many lives. For example, with its help it was possible to find a man who fell from a cliff on a car in the vicinity of Los Angeles in time. And in Utah, a woman who was washed into Mary Jane Canyon due to a flash flood and could call a rescue helicopter via satellite using an iPhone 14 Pro [3].

When it comes to satellite communications, it's worth noting that in Russia, owners of ordinary phones will soon be able to utilize satellite channels. The country is already preparing for the hybrid networks launch that combine terrestrial and space-based infrastructure. According to available information, a decision may be made by the end of March this year to allocate frequencies for testing such a system by the mobile operator MTS. The company initiated the allocation of radio frequency bands: 1 950–1 965 MHz for transmitting data from Earth to satellites, and 2 140–2 155 MHz for receiving signals from space. It's important to note that the entire hybrid satellite-terrestrial network will operate based on advanced 5G technology. This will allow to combine the advantages of high-speed mobile data transmission and global coverage provided by satellite constellations [1].

The recent statistics shows that satellite communications are actively developing and finding its place in the market. Based on the fact that the Global Satellite Communications and Telecommunication Service Providers Market has grown from \$273,57 billion in 2020 to \$282,58 billion in 2021 at a compound annual growth rate (CAGR) of 3,3 %. The market is expected to reach \$370,63 billion in 2025 at a compound annual growth rate of 7 %,

according to the report "Satellite & Telecommunication Resellers Global Market Report 2021: COVID 19 Impact and Recovery to 2030" [2].

Thus, the main factors influencing the development of satellite communication in smart phones are:

- the ability to stay in touch in remote parts of the world where conventional cellular networks do not work. This opens new horizons for communication and helps to stay connected even in the most extreme conditions;

- ensuring safety in emergency situations. Being able to quickly call for help or contact loved ones in accidents or other disasters can save lives.

Nevertheless, the trend of introducing satellite-enabled smart phones to the masses has advantages as well as disadvantages. Advantages include:

- independence from terrestrial infrastructure. Satellite communication does not depend on the presence of cell towers and other terrestrial infrastructure, making it more reliable in case of natural disasters or accidents;

- increased access to information and services. Satellite communications can help to bridge the digital divide by providing access to information, education, and other services in areas with limited infrastructure;

- ubiquitous connectivity;

- ensuring safety in emergency situations [7].

As to the drawbacks of smart phones with satellite connectivity they are:

- high price of the devices. Smart phones with satellite communication are usually more expensive than conventional models due to additional equipment and technology;

- expensive subscription fees. Satellite communication services tend to have higher subscription fees than cellular plans, especially for data;

- lower speeds compared to cellular service. Satellite services typically have slower data speeds than 4G/5G networks, which can limit the ability to use some applications and services;

- energy consumption. Using a satellite connection can significantly reduce the battery life of a smart phone.

In spite of these shortcomings, satellite communication in smart phones is evolving and many of these limitations are gradually being overcome. Reduced cost, increased data transfer speeds and increased availability will increase the demand for this technology among potential customers [4].

Thus, the integration of satellite communications into mobile devices is undoubtedly a transformative trend, ushering in an era of ubiquitous connectivity and enhanced security. Despite existing limitations such as higher prices and slower data rates compared to cellular networks, continuing advances in satellite technology and partnerships with major mobile device manufacturers promise a bright future. The path to a fully integrated satellite and cellular ecosystem requires ongoing collaboration between stakeholders: satellite operators, mobile device manufacturers and regulators. As these efforts progress, we can look forward to a future where seamless connectivity transcends geographic barriers, empowering individuals and communities to thrive in an increasingly interconnected world.

## References

1. In Russia, cellular subscribers will have access to satellite communications / Izvestia // iz.ru: – 2024 – March 12 – [electronic resource]. URL: <https://iz.ru/1663521/2024-03-12/v-rossii-sotovye-abonenty-poluchat-dostup-k-sputnikovoi-sviasi> (access date: 29.04.2024).

2. Satellite & Telecommunication Resellers Global Market Report 2021: COVID 19 Impact and Recovery to 2030 / GlobeNewswire // globenewswire.com. – 2021. – February 9 – [electronic resource]. URL: <https://www.globenewswire.com/news-release/2021/02/09/2172395/0/en/Satellite-Telecommunication-Resellers-Global-Market-Report-2021-COVID-19-Impact-and-Recovery-to-2030.html> (access date: 29.04.2024).

3. There are more and more smartphones with satellite connectivity. What does it give? / Alexey Kozachinsky // 4pda.to/. – 2024. – February 2 – [electronic resource]. URL: [https://4pda.to/2024/02/26/424793/smartfonov\\_so\\_sputnikovoj\\_svyazyu\\_vsyo\\_bolshe\\_chno\\_ona\\_dayot/](https://4pda.to/2024/02/26/424793/smartfonov_so_sputnikovoj_svyazyu_vsyo_bolshe_chno_ona_dayot/) (access date: 1.05.2024).

4. Why phones still don't have satellite communication. We ourselves are to blame / Artem Sutyagin // androidinsider.ru. – 2023. – November 16 – [electronic resource]. URL: <https://androidinsider.ru/analitika/pochemu-v-telefonah-do-sih-por-net-sputnikovoj-svyazi-v-etom-vinovaty-my-sami.html> (access date: 30.04.2024).

5. How satellite phone works / Iridium Communications LLC // iridium-russia.com. – 2021. – October 20 – [electronic resource]. URL: <https://iridium-russia.com/blog/kak-rabotaet-sputnikovyy-telefon.html> (date of address: 30.04.2024).

6. Satellite phones on Android: why they are and what to expect from them / Konstantin Ivanov // mobile-review.com. – 2023. – January 28 – [electronic resource]. URL: <https://mobile-review.com/all/articles/misc/sputnikovye-telefony-na-android-zachem-oni-ichego-ot-nih-zhdat/> (access date: 2.05.2024).

7. Satellite – enabled smartphones are growing in popularity: What advantages it offers / iXBT // ixbt.com. – 2024. – February 27 – [electronic resource]. URL: <https://www.ixbt.com/live/gadgets/rastet-populyarnost-smartfonov-so-sputnikovoy-svyazyu-kakie-preimuschestva-ona-predostavlyaet.html> (access date: 28.04.2024).

# LASER TECHNOLOGY IN PRODUCTION OF PRINTED CIRCUIT BOARDSDS

D. S. Shishkin, I. V. Alekseenko (language advisor)

*Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University*  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: daniil.shishkin.science@gmail.com

In this paper, the method of manufacturing printed circuit boards, which is rarely used in industry, is considered. The method is based on the introduction of laser CNC (Numerical Program Control) of the machine. It is necessary for drawing the topology of the future board on a pre-prepared surface of copper-plated fiberglass.

In the modern world, in every electronic device, you can find printed circuit boards in one form or another for connecting radio components and microcircuits. The use of printed circuit boards has become the basis for high-performance, economical, fully automated mass production of electronic equipment [1]. The printed circuit board also provides constructive advantages and, above all, the compactness of the equipment and the reduction of its weight [2]. A printed circuit board is a product consisting of a flat insulating base with holes, grooves, cutouts and a system of conductive metal strips (conductors), which is used for installation and switching of electrical and radio components and functional units in accordance with an electrical schematic diagram [3].

The technology is appropriated for use in small workshops, private design bureaus, as well as in educational institutions of those areas that are closely connected to the design and manufacture of printed circuit boards. In case, the process is properly optimized and the necessary equipment parameters are selected, printed circuit boards of sufficiently high quality can be produced in a relatively short period of time. This method also involves repeated production of the same type of product.

The paper describes in detail the technical process "from a to z", starting with the design of the printed circuit board, ending with its etching and tinning. Here we present a number of problems encountered during the production process, as well as ways to solve them:

- precise positioning of the future board topology on the base;
- low power of diode laser engravers for home and semi-professional use;
- applying a protective coating on copper-plated textolite;
- board etching, post-processing;
- selection of hardware and software.

The technical process is described for the laser engraver "LaserMan" manufactured by "FlyingBear" (fig. 1). The laser head has a power of 5 W, which is quite enough for this technology. The maximum print resolution is 0,05 mm, which allows us to produce boards using such types of enclosures as SOP, DIP, SOT23, SOT223, QFP, etc. The maximum print speed is 10 000 mm/min.

As a result of the work, a finished printed circuit board is obtained (fig. 2) using a laser CNC machine. As can be demonstrated, the quality is comparable to what can be achieved using such popular technologies as LIT (Laser-iron technology) and photoresist.

## References

1. Medvedev A. M. Printed circuit boards // Constructs and materials, Moscow: Technosphere. – 2005. – P. 302.
2. Zhigalov A. T. Design and technology of printed circuit boards, 1973.
3. Pirogova E. V. Design and technology of printed circuit boards. – Forum Publ., 2005.



Fig. 1. Appearance of the machine used

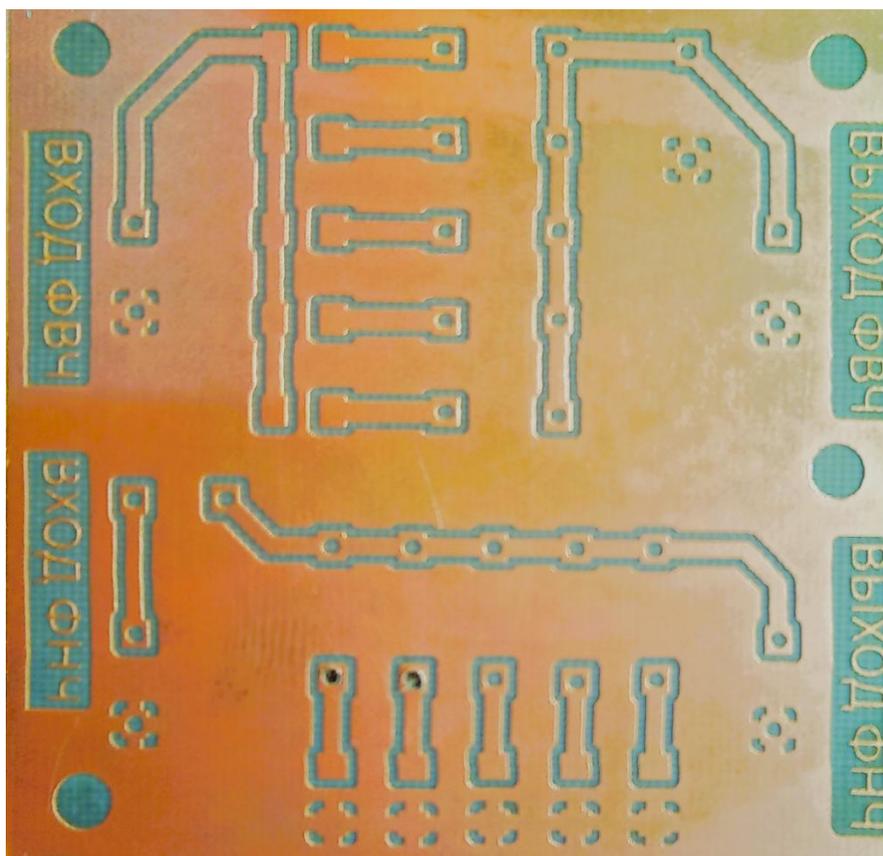


Fig. 2. Finished printed circuit board

## СЕКЦИЯ

### НАУЧНАЯ РАБОТА ШКОЛЬНИКОВ В ОБЛАСТИ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ШКОЛА В РАМКАХ КОНФЕРЕНЦИИ)

#### ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ПРИМЕРЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ГЛОНАСС

Д. В. Коренько<sup>1</sup>, А. С. Пустошилов<sup>2</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>Физико-математическая школа СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Борисова, 5  
E-mail: dimakor2007@gmail.com

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: apustoshilov@sfu-kras.ru

Создана программная модель приёмника спутниковых сигналов ГЛОНАСС L1. Проанализированы основные моменты устройства приёмника. Описан ход решения задачи. Приведены соответствующие графики. Сделан доклад о полученных результатах.

Сигналы с базовых станций непрерывно поступают на приёмник, программное обеспечение которого анализирует время задержки различных базовых станций. Полученная информация анализируется для определения координат объекта, на котором установлен приемник [1]. Пример работы системы показан на рис. 1.

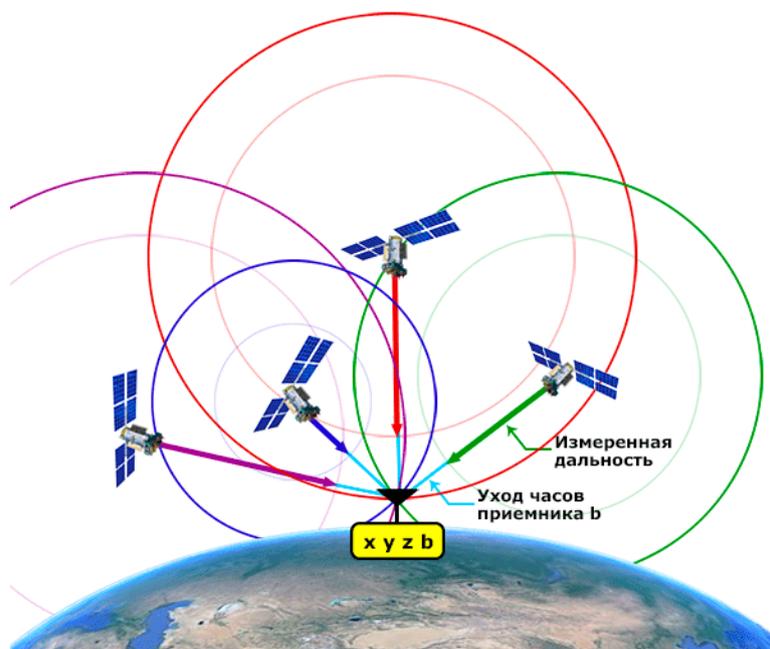


Рис. 1. Пример работы навигационной системы

Коды расстояний (псевдослучайные последовательности) используются в навигационных системах для определения расстояний [2].

Модель одного из самых распространённых сигналов (таковым является рассматриваемый в данной работе сигнал ГЛОНАСС L1) выглядит достаточно просто:

$$S(t) = ACD\cos(2\pi f_0 t + \varphi),$$

где  $A = A(t)$  – амплитуда сигнала, пропорциональная корню из его мощности,

$C = C(t)$  – модуляция дальномерным кодом, принимает значения +1 и -1, смена значений происходит часто (2 мкс или менее),  $D = D(t)$  – модуляция символами навигационного сообщения, смена значений происходит редко (2 мс или более), а сами значения заранее не известны приёмнику,  $f_0$  – несущая частота,  $\varphi$  – начальная фаза.

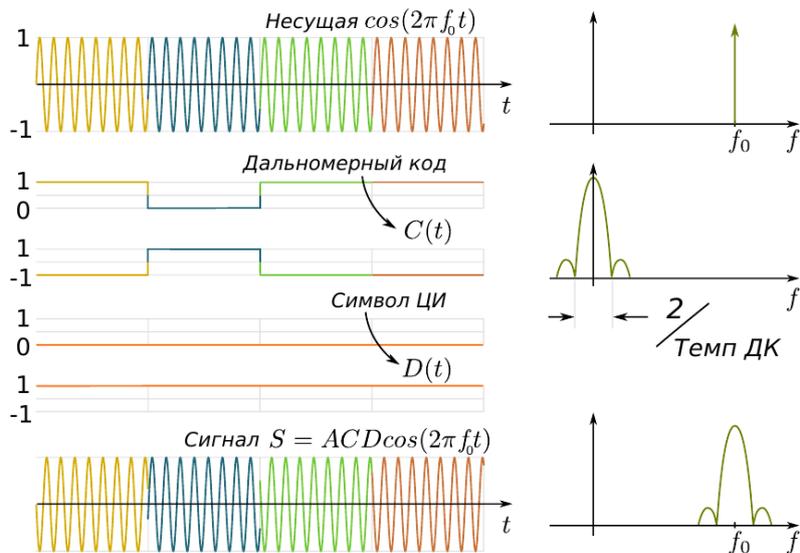


Рис. 2. Сигнал ГНСС с модуляцией дальномерным кодом и навигационным сообщением [8]

Целью работы является изучение принципа изменения псевдодальности для решения навигационной задачи.

Для этого на основе структуры сигнала ГЛОНАСС L1 сделан собственный генератор псевдослучайных последовательностей с помощью языка программирования *PYTHON*. С помощью этого инструмента удалось создать функцию, которая по заданным параметрам возвращает список псевдослучайно сгенерированных чисел и вывести его на график (рис. 2: 3-й график сверху).

После получения сигнала в информационном виде потребовалось воссоздать его физическую форму в виде непосредственно самой электромагнитной волны. Получившийся в результате график – это синусоида с частотой как у дальномерного кода, полученного на предыдущем этапе. Для наглядности график масштабирован (рис. 2: вверху).

Данный график является лишь моделью реального сигнала. Ведь настоящий частотный график будет выглядеть совсем по-другому из-за наличия многочисленных шумов. Они, в свою очередь, могут быть вызваны неправильным прохождением сигнала в атмосфере, отражением от рядом располагающихся объектов и т. д.

Навигационные сигналы принимаются на фоне шума, помех и других сигналов. Мощность этих помех в сотни раз превышает мощность самого навигационного

сигнала. По этой причине обработка сигнала включает в себя нечто большее, чем просто получение обратной функции. Вместо этого приёмник создает локальную копию сигнала на основе математической модели и настраивает параметры этой копии для достижения максимального согласия (корреляции).

Были сравнены полученный дальномерный код с обычным сигналом (сгенерированным без использования ПСП). Результаты представлены в виде графика их корреляционных функций (рис. 3).

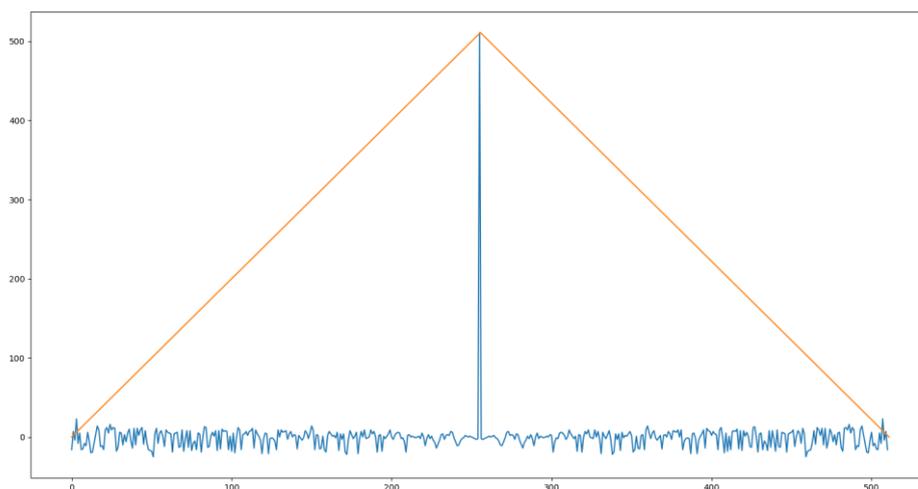


Рис. 3. Сигнал, полученный с использованием дальномерного кода – синий, без него – оранжевый

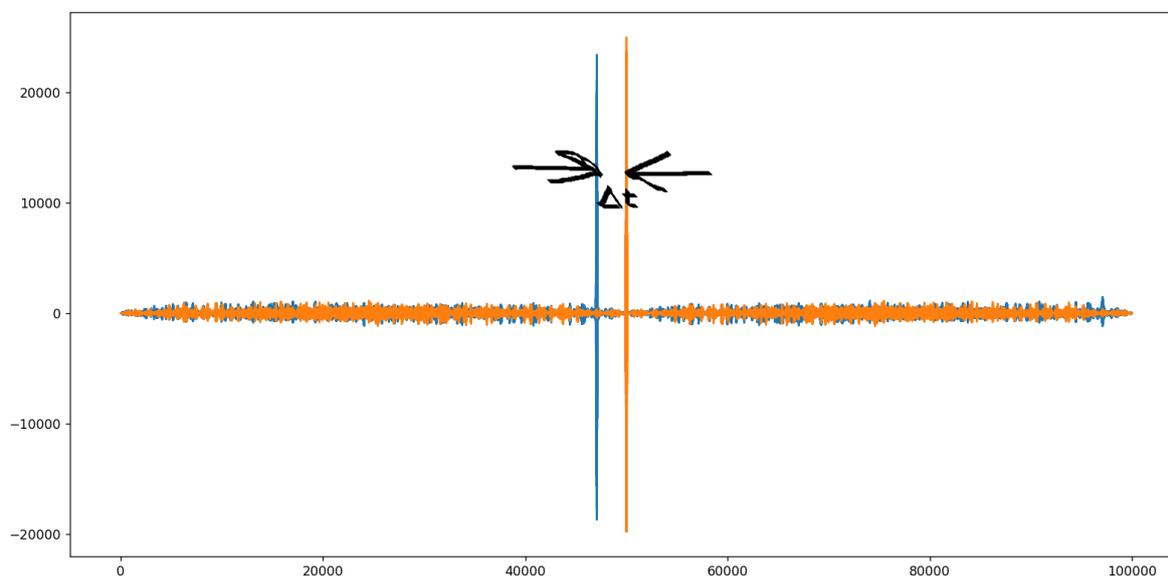


Рис. 4. График задержки  $\Delta t$

На рис. 3 пик означает то, что сигнал в частотном формате был прокоррелирован верно. Но если учесть шумы, то даже сейчас видно, что под сигнал, полученный с использованием ПСП, будет гораздо легче подобрать частоту приёмника. Благодаря этому корреляционный приёмник является важной частью каждого полноценного

приёмника спутниковых сигналов, а для улучшения корреляционных свойств данного преобразователя в сигнале должен присутствовать дальномерный код.

Следующим шагом следовало изобразить полученные результаты на одном графике. Для этого пришлось визуализировать саму полученную ВКФ [1] и на её основе построить модель распространения сигнала (рис. 4).

Благодаря задержке времени  $\Delta t$  (между передачей и приёмом сигнала) можно явно определить за какое время сигнал достиг цели. Следовательно, и то, на каком расстоянии от спутника находится приёмник, что является основной задачей спутниковой навигации.

В результате проделанной работы был изучен один из принципов изменения псевдодальности для решения навигационной задачи.

В дальнейшем на основе данной работы можно исследовать и другие аспекты работы систем спутниковой навигации, чем автор и планирует заниматься в ближайшее время.

### **Список литературы**

1. Интерфейсный контрольный документ ГЛОНАСС. Редакция 5.1. – Москва, 2008 г.
2. Глобальные навигационные спутниковые системы: учеб. пособие/ И. Б. Власов. – М. : Рудомино, 2010. – 197 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

### СЕКЦИЯ «РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ»

#### МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ИМИТАЦИОННОЙ ПОМЕХИ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩЕЙ НА АППАРАТУРУ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

*В. В. Бакшеев, А. Н. Верещагин*.....3

#### ФУРЬЕ-ФИЛЬТРАЦИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ В ДЛИТЕЛЬНЫХ СЕАНСАХ ПРИЁМА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

*Е. В. Кузьмин, А. Н. Верещагин*.....7

#### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АДАПТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

*Н. А. Воробьев, П. В. Луферчик, А. Н. Конев, Д. В. Чащин*.....10

#### МЕТОД УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОСТИ НА ИЗМЕРЕНИЯ СТАЦИОНАРНОГО ПРИЕМНИКА СИСТЕМЫ ГЛОНАСС ЗА СЧЁТ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПОВЕРХНОСТИ В МЕСТЕ УСТАНОВКИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

*А. А. Абдулхаков, Д. А. Иванов, А. Н. Верещагин*.....15

#### РАЗРАБОТКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МОДЕЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

*А. Н. Конев, Д. В. Чащин, Н. А. Воробьев, П. В. Луферчик*.....18

#### РАЗРАБОТКА, РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНО- ВЕСОВОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

*Л. С. Телюков, Е. В. Кузьмин*.....23

#### АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ БАС С ПОМОЩЬЮ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ

*А. П. Мальшев, А. А. Чугунгов, С. В. Оробченко, С. В. Черных, Н. И. Петухов*....27

#### СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ПОЛОСЫ ДВИЖЕНИЯ ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА НА ОСНОВЕ ЛОКАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ

*С. В. Оробченко, А. Д. Евсеев, А. А. Чугунгов, К. В. Кочка, А. П. Мальшев*.....31

<b>ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА КООРДИНАТНО-ВРЕМЕННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ</b> <i>Т. А. Бровко, А. П. Малышев, В. Б. Пудловский, П. А. Баранова</i> .....	38
<b>РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ</b> <i>Д. Р. Соловьев, А. С. Пустошилов</i> .....	42
<b>СРАВНЕНИЕ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С УСИЛИТЕЛЯМИ КЛАССА АВ, РАБОТАЮЩИМИ В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ</b> <i>А. М. Фоминых, П. В. Луфферчик, А. А. Комаров, А. В. Архипов</i> .....	46
<b>ЗАВИСИМОСТЬ ВЕЛИЧИНЫ УГЛА ВЕКТОРА ОШИБКИ ОТ ИНТЕРВАЛА НАКОПЛЕНИЯ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА</b> <i>К. Н. Хабаров, А. С. Пустошилов</i> .....	50
<b>ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТРОПОСФЕРНОЙ СТАНЦИИ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ СЕВЕРНЫХ РЕГИОНОВ</b> <i>Д. В. Чащин, А. Н. Конев, П. В. Луфферчик, Н. А. Воробьев</i> .....	53
<b>ВТОРИЧНАЯ ОБРАБОТКА НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ О ГЕОЛОКАЦИИ АБОНЕНТОВ АВТОНОМНОЙ СИСТЕМЫ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ</b> <i>Д. Ю. Черников, А. С. Селиванов</i> .....	57

## **СЕКЦИЯ «РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»**

<b>СОЗДАНИЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ТЕРРИТОРИИ ОТ МАЛОВЫСОТНЫХ МНОГОРОТОРНЫХ СИСТЕМ</b> <i>Г. Я. Шайдуров, А. В. Когтин</i> .....	62
<b>ДИАГНОСТИКА МАГИСТРАЛЬНЫХ ТРУБОПРОВОДОВ МЕТОДОМ РАДИОЛОКАЦИИ</b> <i>М. Г. Меренков, Г. Я. Шайдуров</i> .....	69
<b>СПИ ИМПУЛЬСНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ С БОРТА БПЛА</b> <i>К. В. Музалевский</i> .....	74

## СЕКЦИЯ «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

### ВЫБОР СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

*Ф. В. Зандер, А. К. Дашкова, А. В. Селиванов, В. А. Комаров*.....78

### МОДЕЛИРОВАНИЕ МОДЕМА СПУТНИКОВОГО РАДИОКАНАЛА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

*А. В. Луфферчик, Д. Ю. Коцан, И. Е. Бурлаков, Н. А. Воробьев*.....83

### ГНСС РЕФЛЕКТОМЕТРИЯ ЛЕДОВЫХ ПОКРОВОВ ПРЕСНЫХ И СОЛЁНЫХ ВОДОЁМОВ

*Д. С. Макаров, Д. В. Харламов, К. В. Краснощечков*.....88

### ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ МИНИМАЛЬНОГО КОЛИЧЕСТВА КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛЯ ПОКРЫТИЯ ЗЕМЛИ С ЗАДАННЫМ УГЛОМ РАСКРЫВА АНТЕННЫ

*К. Р. Плыкин, М. М. Валиханов*.....92

### ПРОБЛЕМА ВЗАИМНОЙ КОМПЕНСАЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ В БОРТОВОЙ АППАРАТУРЕ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

*Д. В. Сбитнев, М. Г. Поляк*.....96

### ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЛАЗЕРНОЙ СВЯЗИ

*А. А. Чумаченко, Н. В. Попов, А. А. Бисов, С. А. Бронов*.....100

## СЕКЦИЯ «СВЧ ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ VICTS

*Б. Н. Гладких, Е. А. Стригова, С. С. Поленга, А. Д. Полигина, А. В. Станковский, А. М. Александрин*.....105

### ИССЛЕДОВАНИЕ КРОСС-ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ РАЗВЯЗКИ В МАЛОГАБАРИТНЫХ ЩЕЛЕВЫХ ПОЛОСКОВЫХ АНТЕННАХ ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU

*В. А. Борисов, В. Н. Шенов*.....110

### ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА ДЛЯ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/BEIDOU НА ВЫСШИХ МОДАХ ЩЕЛЕВЫХ И МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

*В. А. Борисов, В. Н. Шенов*.....114

**ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ  
КОНИЧЕСКОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ В ДАЛЬНЕЙ ЗОНЕ  
ПО ИЗМЕРЕНИЯМ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ**

*В. И. Гриц, Ю. П. Саломатов.....118*

**КОЭФФИЦИЕНТЫ СВЯЗИ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ  
МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ  
ГАЛЬВАНИЧЕСКИМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ**

*А. М. Сержантов, Т. Ю. Шумилов, А. С. Колбасов, А. Е. Иванов.....121*

**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОХОДНЫХ АНТЕНН  
W-ДИАПАЗОНА**

*Л. М. Любина, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Ю. Г. Антонов, М. И. Сугак.....124*

**ОЦЕНКА ДОПУСКОВ НА ИЗГОТОВЛЕНИЕ КОАКСИАЛЬНО-  
ВОЛНОВОДНОГО ПЕРЕХОДА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН  
ВОЛН**

*А. Д. Кончук, Р. О. Рязанцев.....129*

**СЕКЦИЯ «ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»**

**ЗАВИСИМОСТЬ КАЧЕСТВА ТОНКИХ ПЛЁНОК АЛЮМИНИЯ  
ОТ УСЛОВИЙ НАПЫЛЕНИЯ**

*Е.А. Леванович, А. Б. Иванов, В. А. Бахтина.....133*

**ОБ УЧЁТЕ ЭФФЕКТОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА В ТРАНСВЕРСАЛЬНЫХ  
ФИЛЬТРАХ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ**

*А. А. Левицкий, Д. И. Поляков.....137*

**РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ  
ТОПОЛОГИИ ФИЛЬТРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ  
ВОЛНАХ В СИСТЕМЕ AUTOCAD**

*Д. И. Поляков, А. А. Левицкий.....141*

**СВJT-JFET ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ  
«ПЕРЕГНУТОГО» КАСКОДА С МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЦЕПЬЮ  
ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО СИНФАЗНОМУ СИГНАЛУ**

*М. А. Сергеенко, М. А. Шмыков, Е. Н. Макаренко, Д. В. Кузнецов.....144*

**РАЗРАБОТКА РЕЗОНАТОРНЫХ СТРУКТУР НА ПОВЕРХНОСТНЫХ  
АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ**

*В. О. Фадеев, П. С. Маринушкин.....149*

**ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК  
ПАВ-ФИЛЬТРОВ ОТ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА**

*М. С. Худяков, Р. С. Швалёв.....153*

## СЕКЦИЯ «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

- МОДУЛЬ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ТЕРАПИИ**  
*Г. М. Алдонин, О. А. Тронин, С. А. Андреев, К. В. Ноговицина.....*156
- О ВЫБОРЕ ПАРАМЕТРОВ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ  
ДЛЯ ОХЛАЖДЕНИЯ ТЕПЛОАГРУЖЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОНИКИ**  
*Е. Н. Васильев.....*160
- АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ПОВЕРКИ И КАЛИБРОВКИ СРЕДСТВ  
ИЗМЕРЕНИЙ**  
*Н. Б. Муродова.....*164
- ПРОГРАММНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ШИРОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ  
ИМПУЛЬСАМИ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ В ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ**  
*А. А. Чумаченко, А. А. Бисов, С. А. Бронов, М. А. Вайман, Д. Д. Кривова.....*168
- РАЗРАБОТКА ПРОЦЕДУР ЭКСТРАКЦИИ ПАРАМЕТРОВ КОМПАКТНЫХ  
МОДЕЛЕЙ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ**  
*А. А. Шевелева, П. С. Маринушкин.....*173

## СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

- ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЯ РЕФРАКЦИИ УЛЬТРАКОРОТКИХ  
РАДИОВОЛН В ПРИЗЕМНОМ ДЕСЯТИМЕТРОВОМ СЛОЕ АТМОСФЕРЫ  
В РАЙОНЕ ВИТИМСКОГО ПЛОСКОГОРЬЯ**  
*А. С. Базарова, А. В. Базаров, С. А. Кураков, Е. Б. Атутов, Ю. Б. Баикуев.....*178
- РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ГЕНЕРАЦИИ КОДА ИМИТАЦИОННОЙ  
МОДЕЛИ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ЗАДАННОЙ  
СТРУКТУРЫ С ПРИОРИТЕТАМИ**  
*Р. М. Гимадутдинов, К. Э. Гаипов.....*183
- ВОЗМОЖНОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ПЕРСОНАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ  
СВЯЗИ СРЕДСТВАМИ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОГО  
БАЗИРОВАНИЯ**  
*Д. П. Даянов, Д. Ю. Черников.....*187

**ОПЫТ ОРГАНИЗАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ СИСТЕМ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПУТНИКОВЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ**

*А. О. Куянов, Д. Ю. Черников.....192*

**ФОРМИРОВАНИЕ АДРЕСНОГО ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ RDP-ДОСТУПА**

*А. А. Мацегорова, М. А. Луначева.....195*

**ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СКОРОСТИ В РАДИОКАНАЛЕ СЕТИ Wi-Fi**

*Т. С. Попова, Е. А. Соколова, Д. Ю. Черников.....199*

**МОДЕЛИРОВАНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В СРЕДЕ MATLAB SIMULINK**

*Ю. А. Вишнякова, К. И. Колодкина, А. С. Селиванов, Е. А. Соколова, Д. Ю. Коцан, Д. Ю. Черников.....205*

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ СТАНДАРТА Wi-Fi**

*Е. А. Соколова, Т. С. Попова, Д. Ю. Черников.....210*

**РЕАЛИЗАЦИЯ СЕТЕВЫХ ВИРТУАЛЬНЫХ РЕСУРСОВ СРЕДСТВАМИ DOCKER**

*А. В. Цыцков, Д. Ю. Черников.....215*

**КОГНИТИВНЫЕ МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИСПРАВЛЕНИЯ ОШИБОК В ДВОИЧНОМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ КОДЕ**

*В. М. Чернов, Д. Ю. Черников.....222*

**ВОЗМОЖНОСТИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В РАЗРЕШЕНИИ ПРОБЛЕМ В ОБЛАСТИ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ**

*А. Д. Шилов.....225*

**СЕКЦИЯ «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»**

**ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ НА ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКА КИСЛОГО СЕЛЕНАТА АММОНИЯ**

*В. С. Бондарев, Е. А. Михалева, В. Д. Фокина, С. В. Бондарева.....229*

**РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН ЛЭМБА В МНОГОСЛОЙНЫХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ОДНООСНОГО МЕХАНИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ**

*О. Н. Плетнев, С. И. Бурков, П. П. Турчин.....234*

<b>ДИСПЕРСИОННЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ВОЛН ЛЭМБА В КРИСТАЛЛАХ СО СТРУКТУРОЙ ОКСИБОРАТОВ <math>\text{YAL}_3(\text{BO}_3)_4</math> И <math>\text{HOAL}_3(\text{BO}_3)_4</math></b>	
<i>П. П. Турчин, С. И. Бурков, В. И. Турчин, О. Н. Плетнев, М. Ю. Чулкова.....</i>	240

<b>МАГНИТНЫЕ И МАГНИТОКАЛОРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК <math>\text{Mn}_5\text{Ge}_3</math> НА ПОДЛОЖКЕ <math>\text{Si}(1\ 1\ 1)</math></b>	
<i>И. А. Соболев, А. С. Тарасов, М. В. Рауцкий, А. В. Лукьяненко, И. А. Яковлев.....</i>	243

<b>ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТЕЙ ОБЪЁМНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В МОНОКРИСТАЛЛАХ <math>\text{YAL}_3(\text{BO}_3)_4</math></b>	
<i>П. П. Турчин, В. И. Турчин, М. В. Рауцкий.....</i>	246

<b>ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ТРАВЛЕНИЯ КРЕМНИЯ С ПОМОЩЬЮ КОМПЬЮТЕРНОЙ ОБРАБОТКИ</b>	
<i>Д. С. Усанов, В. А. Юзова.....</i>	249

**СЕКЦИЯ «ADVANCED TRENDS IN RADIOELECTRONICS,  
TELECOMMUNICATION AND ENGINEERING»  
(ДОКЛАДЫ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ)**

<b>USING A Wi-Fi STANDARD RADIO NETWORK TO CONTROL UNMANNED OBJECTS</b>	
<i>E. A. Sokolova, T. S. Popova, D. Yu. Chernikov, O. V. Gryadunova.....</i>	252

<b>EVALUATING VIDEO COMPRESSION TECHNIQUES USING PYTHON FOR WIRELESS SENSOR NETWORKS</b>	
<i>O. A. Dheyab, D. Yu. Chernikov.....</i>	257

<b>BRIDGE-TYPE CRANE TROLLEY</b>	
<i>M. A. Baksheeva, I. V. Alekseenko.....</i>	260

<b>SMART CITIES: INNOVATIVE AND EFFICIENT URBAN ENVIRONMENT</b>	
<i>A. V. Boldina, I. V. Alekseenko.....</i>	262

<b>DEVELOPMENT OF A SERVO DRIVER FOR A SERVO MOTOR</b>	
<i>A. M. Boltunov, A. A. Komarov, I. V. Alekseenko.....</i>	266

<b>THIN MAGNETIC FILM MAGNETOMETER</b>	
<i>A. V. Burmitskikh, V. G. Andyuseva.....</i>	269

<b>INNOVATION APPROACHES USED FOR INCREASING COMPUTER LITERACY</b>	
<i>L. A. Dyachenko, M. V. Noskov, V. V. Vonog.....</i>	271

<b>INVESTIGATING THE INFLUENCE OF DATA SOURCES CONFIGURATION ON THE ACCURACY OF ESTIMATING NAVIGATION PARAMETERS AND EFFICIENCY OF CONTROLLING THE AIRCRAFT FLIGHT PATH</b> <i>V. V. Erokhin, N. P. Malisov, T. Yu. Portnova, D. Yu. Urbansky</i> .....	274
<b>THE USE OF FUZZY LOGIC IN DIAGNOSTIC SYSTEMS FOR OIL-IMMERSED HIGH VOLTAGE EQUIPMENT</b> <i>V. O. Zeljutkin, I. V. Alekseenko</i> .....	280
<b>ARRAY OF PRISMATIC QUASIRESONATORS AS A MOSAIC PHOTONIC TOPOLOGICAL INSULATOR</b> <i>P. N. Kim, D. P. Fedchenko, N. V. Rudakova, I. V. Timofeev, I. V. Alekseenko</i> .....	284
<b>THE APPLICATION OF MAGNETIC COMMUNICATION SYSTEMS LINK BUDGET CALCULATION METHOD TO THE SOFTWARE AND HARDWARE IMPLEMENTATIONS OF THESE SYSTEMS WITH INDUCTION-TYPE TRANSMITTING ANTENNAS</b> <i>S. D. Krekov</i> .....	288
<b>REALIZATION OF THE POSSIBILITY OF DRIVING AN UNMANNED VEHICLE</b> <i>A. Y. Martynov, L. O. Sivitsky, I. S. Pisarev, I. V. Alekseenko</i> .....	291
<b>THE EFFECT OF ION ETCHING ON THE ELECTRICAL CHARACTERISTICS AND CONTINUITY OF THIN SILVER FILMS</b> <i>S. V. Nedelin, N. A. Zolotovskiy, A. S. Voronin, I. A. Tambasov, E. A. Nikitina</i> .....	295
<b>RADIO MEASUREMENTS OF REAL DATA TRANSMISSION SPEED IN A WI-FI NETWORK IN THE 5 GHz FREQUENCY RANGE</b> <i>T. S. Popova, R. E. Radygin, D. Yu. Chernikov, O. V. Gryadunova</i> .....	298
<b>DESIGNING SMART POSTURE CORRECTION SYSTEMS</b> <i>A. C. Sannikova, Y. G. Golykh, I. V. Alekseenko</i> .....	303
<b>STARLINK'S IMPACT ON THE SATELLITE COMMUNICATIONS MARKET: COMPETITION, INNOVATION, PRICING</b> <i>D. A. Sych, A. A. Vaganov</i> .....	306
<b>THE ROLE OF RADIO ELECTRONICS IN NEXT GENERATION NETWORKS</b> <i>A. A. Timofeeva</i> .....	310
<b>EXTENDING THE GLONASS SIGNAL FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES</b> <i>T. D. Trifonova V. A. Shevchenko</i> .....	313
<b>APPLICATION OF ADAPTIVE FILTRATION METHODS TO INCREASE THE MEASURING ACCURACY OF A MULTILATERATION SURVEILLANCE SYSTEM</b> <i>D. Yu. Urbansky, V. V. Erokhin, N. P. Malisov, T. Yu. Portnova</i> .....	316

**THE TREND OF INTRODUCING SATELLITE COMMUNICATION  
IN MOBILE DEVICES**

*A. A. Fedeneva, V. Y. Alekseev, O. V. Gryadunova*.....321

**LASER TECHNOLOGY IN PRODUCTION OF PRINTED CIRCUIT  
BOARDS**

*D. S. Shishkin, I. V. Alekseenko*.....325

**СЕКЦИЯ НАУЧНАЯ РАБОТА ШКОЛЬНИКОВ В ОБЛАСТИ  
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ШКОЛА В РАМКАХ КОНФЕРЕНЦИИ)**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ СПУТНИКОВЫХ  
НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ПРИМЕРЕ НАВИГАЦИОННЫХ  
СИГНАЛОВ ГЛОНАСС**

*Д. В. Коренько, А. С. Пустошилов*.....327

Министерство науки  
и высшего образования Российской Федерации  
Сибирский федеральный университет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ  
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Материалы XXIV Всероссийской научно-технической конференции  
с международным участием,  
посвященной 129-й годовщине Дня радио  
Красноярск, 15–18 мая 2024 г.

Подписано в печать 12.08.2024. Формат 60x90/16. Усл. печ. листов 16,4

Тираж 20 экз.

Напечатано в типографии И.П. Дворядкина И.Д.

Тел. 8 963 180 99 76