

and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: dmitrii.v.dubin@tusur.ru.

*Erofeev Denis Vadimovich – Post-graduate student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: erofeev\_dv@mail.ru.*

**УДК 629.052.3**

**В.В. Шаврин, В.И. Тисленко, В.Ю. Лебедев, В.А. Филимонов**

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ  
АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ГНСС  
В НЕКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ СЛЕЖЕНИЯ  
С ПРИМЕНЕНИЕМ СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА**

*Рассмотрен алгоритм построения многоконтурной некогерентной системы слежения за радионавигационными параметрами сигналов ГНСС для системы автономной космической навигации. Выполнена проверка работоспособности предлагаемой схемы слежения по реальным записям группового сигнала ГНСС.*

***Ключевые слова:** временная задержка, частота, фильтр Калмана, коррелятор, корреляционный интеграл, некогерентная схема слежения.*

**Введение**

В связи с интенсивным освоением околоземного пространства задаче навигации космических аппаратов (КА) по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) уделяется большое внимание. Отдельный интерес представляют КА, располагающиеся на геостационарных (ГСО) и высокоэллиптических (ВЭО) орбитах. Хотя и КА на этих типах орбит не обладают высокой динамикой — скорость изменения доплеровских частот  $\dot{f}_D \approx [-15, 15]$  Гц/с, но энергетический уровень сигналов ( $q \triangleq C / N_0$ ) ГНСС большее количество времени находится в диапазоне от 15 до 30 дБ/Гц.

Для решения навигационной задачи в ГНСС применяют псевдодальномерный и псевдоразностно-скоростной, псевдоразностно-дальномерный и псевдоразностно-скоростной навигационные методы [1–3]. Для реализации этих методов предварительно необходимо сформировать оценки радионавигационных параметров (РНП):  $\tau$  —

оценку псевдозадержки;  $f_{\text{Д}}$  — оценку псевдодоплеровского смещения частоты и оценку  $\varphi$  фазы радиосигнала (для когерентного режима). Точность навигационного решения зависит от качества оценок  $\tau$  и  $f_{\text{Д}}$ . Первичные оценки этих параметров формируются в блоках поиска сигналов, после чего происходит их уточнение в контурах следящих систем (СС).

Существуют два разных способа слежения за РНП:

- 1) когерентный режим слежения — формирует оценки  $\varphi$ ;
- 2) некогерентный режим — без поддержки слежения за  $\varphi$  [1–2].

Оценки РНП, полученные в когерентном режиме, являются более точными по сравнению с  $\tau$  и  $f_{\text{Д}}$  некогерентного режима [1–2]. Однако для обеспечения работы приёмника в когерентном режиме блок поиска сигналов должен сформировать достаточно точные оценки  $f_{\text{Д}}$  [4–8]. Так же для работы системы при низких значениях  $q \leq 25$  необходимо осуществлять когерентное накопление сигнала со временем накопления большим чем 1 мс. Для этого изначально требуется осуществить битовую синхронизацию [5, 7, 8]. Погрешность оценки  $f_{\text{Д}0}$ , формируемой в блоке поиска, не должна превышать 24 Гц [7] для битовой синхронизации и 5–6 Гц для вхождения в когерентный режим [4–6, 8]. В условиях функционирования КА на ГСО или ВЭО данное требование к цепям поиска является существенным.

Таким образом, некогерентные схемы слежения применяются в случаях, когда отсутствует битовая синхронизация; имеется большая неопределённость в оценке  $f_{\text{Д}0}$ ; приёмник движется с большой динамикой (нет оценки  $\dot{f}_{\text{Д}}$  или она неточна); произошёл срыв слежения за фазой в когерентном режиме следящей цепи. Также эту СС используют в качестве вспомогательного блока оценивания, формирующего оценки РНП параллельно с когерентной СС (для повышения стабильности блока слежения).

В навигационных приемниках применяют несколько основных способов построения СС [1–3, 9]. Наиболее распространена структура СС, которая содержит дискриминатор и следящий фильтр. При таком подходе выполняют отдельный синтез оптимальных дискриминаторов и оптимальных фильтров слежения [1, 2]. Синтез дискриминатора выполняется в предположении постоянства РНП. Синтез фильтра в контуре слежения выполняется в предположении гауссовости плотности вероятностей для сигналов на выходе дискриминаторов и их статистической линейной аппроксимации.

В [4–6, 8, 10] описано применение альтернативного подхода к построению СС, при котором СС не содержит «сосредоточенных» дискриминаторов. Этот подход реализует многоконтурную СС с вычислением вектора невязок по сигналам наблюдений [11]. Отличительной особенностью альтернативного подхода является то, что на вход следящего фильтра поступают дискретные процессы квадратурных сигналов с выходов корреляторов, реализующих режим когерентной обработки на интервале периода дальномерного кода (1 мс). Совместная плотность распределения вероятностей этих сигналов является строго гауссовской при любых уровнях полезного сигнала.

В данной работе выполнен синтез некогерентной СС, которая продолжает идеологию построения СС, описанную в [4–6, 8, 10], и не использует традиционных («сосредоточенных») дискриминаторов. В многоконтурной СС, рассмотренной ниже, выполняется слежение за задержкой сигнала  $\tau$ , доплеровским смещением частоты  $f_D$ , скоростью изменения доплеровской частоты  $\dot{f}_D$  и энергетическим параметром сигнала  $q$ . В качестве наблюдаемых сигналов при решении задачи синтеза СС выступают модули корреляционных интегралов. Квадратурные компоненты формируются на интервале 1 периода дальномерного кода (1 мс).

Задача синтеза СС в некогерентном режиме относится к классу нелинейных задач с наблюдениями, распределёнными по закону Райса. При этом среднее значение наблюдений нелинейно зависит от информативных процессов. Изменения среднего значения определяют временную зависимость наблюдаемых сигналов от РНП сигнала – частоты и задержки дальномерного кода.

В доступной литературе по обработке сигналов ГНСС в основном рассматривается синтез когерентных СС. Некогерентной обработке посвящено несколько работ [1, 2, 12–14]. В [1, 2] описаны принципы построения традиционных следящих систем (с дискриминаторами и следящим/сглаживающими фильтрами). Авторы исследования [12] решают задачу синтеза СС на основе теории нелинейной байесовской (марковской) фильтрации. При этом в качестве следящего фильтра используется *unscented Kalman Filter (UKF)*. Однако исследования [12] выполнены при больших значениях параметра  $q \approx 40$  дБ/Гц. В этих условиях модуль корреляционного интеграла имеет близкое к гауссовскому распределение вероятностей. Очевидно, результаты работы алгоритмов, основанных на байесовской теории нелинейного оценивания, и алгоритмов обработки в СС, реализующих отдельный синтез дискриминатора («сосредоточенный» дискриминатор) и цепей слежения, не должны существенно различаться. Отметим, что авторы

[12] не приводят некоторых выражений, необходимых для корректного синтеза некогерентных СС.

В [13, 14] также используется методология теории нелинейной байесовской фильтрации при синтезе некогерентных СС. При этом в них используются алгоритмы траекторной фильтрации (*smooth-оценщик*), оптимальный фильтр Стратоновича для формирования потенциально точных оценок задержки сигнала  $\tau$  и доплеровского смещения частоты  $f_D$  соответственно.

В данной работе приведено описание СС с некогерентной обработкой, которая не содержит «сосредоточенных» дискриминаторов. Представлены основные соотношения, необходимые для синтеза этой СС. Показана работоспособность синтезированной некогерентной СС по экспериментальным данным. Произведено сравнение полученных результатов с результатами некогерентной СС, которая содержит в явном виде «сосредоточенный» дискриминатор.

### Постановка задачи

Синтез следящей системы на основе марковской теории нелинейной фильтрации [11] предполагает задание математических моделей для вектора состояния (ВС)  $\mathbf{x}(t)$  и вектора наблюдений  $\mathbf{z}(t)$ . Система дифференциальных уравнений для ВС и уравнения наблюдений, определяющие эти модели, имеют следующий общий вид [1, 2]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{n}(t)); \\ \mathbf{z}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t), \mathbf{m}(t)), \end{cases} \quad (1)$$

где  $\mathbf{f}(\cdot)$  и  $\mathbf{h}(\cdot)$  — вектор-функции соответствующих аргументов;  $\mathbf{n}(t)$  — вектор белых гауссовых шумов состояния;  $\mathbf{m}(t)$  — вектор белых гауссовых шумов наблюдений.

Рассмотрим задачу совместной оценки радионавигационных параметров в некогерентном режиме. В этом случае определим модель ВС системы (1) в виде системы линейных дифференциальных уравнений [4]

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) \equiv \dot{\tau}(t) = -\frac{f_D(t)}{f_0}; \\ \dot{x}_2(t) \equiv \dot{f}_D(t) = v(t); \\ \dot{x}_3(t) \equiv \dot{v}(t) = n(t); \\ \dot{x}_4(t) \equiv \dot{q}(t) = w(t), \end{cases} \quad (2)$$

где  $v(t)$  — скорость изменения частоты Доплера;  $n(t)$  — белый гауссовский шум состояния по ускорению для частоты Доплера со спектральной плотностью мощности (СПМ)  $S_n$ ;  $f_0$  — несущая частота;  $w(t)$  — белый гауссовский шум состояния по энергетическому параметру сигнала, имеющий СПМ  $S_q$ . Уравнения (2) имеют случайные начальные условия  $\mathbf{x}_0$  с заданным вектором средних значений  $\mathbf{m}_0$  и матрицей ковариаций  $\mathbf{P}_0$ . Числовые значения  $\mathbf{m}_0$  и  $\mathbf{P}_0$  необходимы для инициализации алгоритма фильтрации, они определены параметрами блока поиска.

В работах [1, 2] предложены различные варианты дискриминаторов, каждый из которых может применяться в зависимости от задачи. Для некогерентного режима слежения, например, используют дискриминаторы, мгновенное значение на выходе которых определено соотношениями [1, 2]:

$$u_{\tau,k} = \left( \sqrt{I_{E,k}^2 + Q_{E,k}^2} - \sqrt{I_{L,k}^2 + Q_{L,k}^2} \right) / \left( \sqrt{I_{E,k}^2 + Q_{E,k}^2} + \sqrt{I_{L,k}^2 + Q_{L,k}^2} \right),$$

$$u_{\omega,k} = \left( I_{P,k} Q_{P,k-1} - I_{P,k-1} Q_{P,k} \right) / T, \quad (3)$$

где  $I_{P,E,L}(\varepsilon_{\tau}, \varepsilon_{\omega}, \varepsilon_{\varphi})$  и  $Q_{P,E,L}(\varepsilon_{\tau}, \varepsilon_{\omega}, \varepsilon_{\varphi})$  — синфазные и квадратурные компоненты на выходе трёх корреляторов, опорные сигналы которых на оси времени соответствуют раннему ( $E$ ), позднему ( $L$ ) и точному ( $P$ ) временным положениям дальномерных ПСП;  $\varepsilon_{\tau}, \varepsilon_{\omega}, \varepsilon_{\varphi}$  — соответственно рассогласования между задержкой, частотой и фазой входного сигнала и сигнала опорного генератора. Здесь  $\varepsilon_{\tau} = x_{1,k} - x_{1,k/k-1}$ ,  $\varepsilon_{\omega} = x_{2,k} - x_{2,k/k-1}$ ,  $T$  — интервал накопления, а  $\varepsilon_{\varphi}$  — случайна, так как режим некогерентный.

Средние значения сигналов на выходах дискриминаторов (3) и их дисперсии получены в работах [1, 2]. Они определяют параметры линейных статистических эквивалентов. Это позволяет применить алгоритмы линейной фильтрации для синтеза фильтров сглаживания.

Несмотря на ряд достоинств дискриминаторных схем, они также имеют ряд особенностей, обуславливающих их свойства:

- дискриминационные характеристики зависят от произведения  $(qT)$  — энергетического параметра  $q$  и интервала накопления  $T$  [1, 2];

- дискриминационная характеристика зависит не только от рассогласования по параметру слежения, но и от рассогласования по другим РНП параметрам [1, 2];

– для корректного синтеза следящих фильтров в дискримина-  
торных СС необходимо иметь оценку параметра  $q$ , которая формиру-  
ется с помощью дополнительной схемы [15, 16];

– замена нелинейного дискриминатора его линейным статисти-  
ческим эквивалентом упрощает синтез линейных цепей сглаживания,  
однако не учитывает реальные свойства процессов на выходе.

На рисунке 1 приведена некогерентная СС, которая не содержит  
в общепринятом смысле «сосредоточенного» дискриминатора. Это по-  
зволяет обойти присущие им недостатки. Здесь в качестве наблюдений  
используются модули корреляционных интегралов. В многоконтур-  
ной СС реализуется некогерентный режим, поскольку разности фаз  
входного и опорного сигналов ( $\varepsilon_\varphi$ ) не оказывают влияния на модули  
корреляционных интегралов.

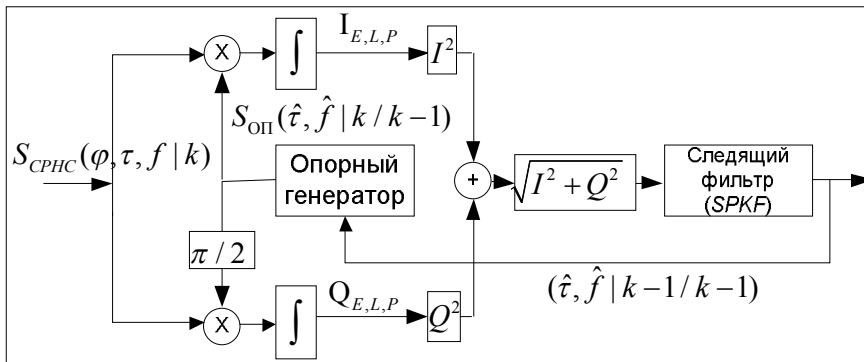


Рисунок 1 — Некогерентная многоконтурная СС

Синфазные  $I_{P,E,L}$  и квадратурные  $Q_{P,E,L}$  компоненты являют-  
ся случайными совместно *гауссовскими* дискретными процессами.  
Средние значения  $\bar{I}, \bar{Q}$ , дисперсии  $D[I_{P,E,L}], D[Q_{P,E,L}]$  и взаимные  
ковариации  $M[I_{P,E,L}Q_{P,E,L}]$  квадратур приведены в [1, 2]. Наблюде-  
ниями для следящего фильтра выступают модули трех корреляцион-  
ных интегралов

$$h_{1,2,3}(\mathbf{x}) = \sqrt{I_{P,E,L}^2 + Q_{P,E,L}^2}. \quad (4)$$

Как известно [11] выходное значение детектора огибающей (4)  
распределено по закону Райса (обобщённому закону Релея). Среднее  
значение и дисперсия сигнала (4) приведены в [17] и имеют вид

$$e^2 = A^2 / (2\sigma_{I,Q}^2);$$

$$\bar{Z}_{E,L,P} = \sigma_{I,Q} \sqrt{\pi/2} \left\{ (1 + e^2) I_0(e^2/2) + e^2 I_1(e^2/2) \right\} \exp(-e^2/2); \quad (5)$$

$$\sigma_Z^2 = 2\sigma_{I,Q}^2 (1 + e^2) - (\bar{Z}_{E,L,P})^2,$$

где  $A$  — амплитуда квадратур на выходе корреляторов;  $\bar{Z}_{E,L,P}$  — среднее значение сигнала на выходе детектора огибающей (4);  $\sigma_Z^2$  — дисперсия сигнала на выходе детектора (4),  $I_0, I_1$  — модифицированные функции Бесселя 0-го и 1-го порядка.

Отметим, что вектор-функция  $h(\mathbf{x}(t), \mathbf{m}(t))$ , определяющая в (1) связь наблюдений и состояний, является нелинейной, ее вид определяют соотношения (4). Таким образом, задача оптимального синтеза СС в предложенном варианте относится к классу нелинейных с гауссовскими векторами состояний и негауссовскими наблюдениями.

### Метод решения и основные соотношения

Поставленная задача синтеза СС определена заданием линейных дифференциальных уравнений состояний (2) и нелинейными соотношениями для наблюдений (4). Точное и квазиоптимальное решение данной задачи может быть получено с применением аппарата фильтра частиц (Particle filter, PF) [8–20]. Однако применение алгоритмов PF требует значительных вычислительных затрат [18–21]. Альтернативным подходом может быть использование нелинейных фильтров Калмана [1–24]. При этом будем полагать, что наблюдения (4), имеющие райсовское распределение вероятностей, приближенно могут быть аппроксимированы гауссовым распределением. Наиболее часто для решения подобных задач используют алгоритм расширенного фильтра Калмана (Extended Kalman Filter — ЕКФ) [9]. Его применение предполагает линеаризацию нелинейных функций в точке текущей оценки состояния. При этом возникают погрешности вычисления ковариационных матриц и текущих оценок фильтрации состояния [19–22]. Очевидно, эти недостатки сильнее проявляются при малых значениях  $q$  и зависят от характера нелинейности наблюдений.

Более корректно решение нелинейных задач фильтрации выполняется при использовании класса сигма-точечных алгоритмов фильтра Калмана [19–22] (sigma-point Kalman Filter — SPKF). Первоначально метод аппроксимации плотности распределения вероятности (ПРВ) с помощью конечного множества сигма-точек  $\{\chi_i; i = 0, \dots, 2L\}$  был предложен в [22] — unscented transformation (UT-преобразование), где  $L$  — размерность ВС. На основе UT-преобра-

зования был создан UKF, который и рассматривается нами в качестве SPKF. Подробное описание алгоритма приведено в [19–22].

При реализации алгоритма SPKF с УТ-преобразованием необходимо задавать параметр  $\alpha$ , отвечающий за разброс сигма-точек. В нашей реализации  $\alpha = 0,7$ . Необходимые ковариационные матрицы дискретных шумов в модели вектора состояния  $\mathbf{R}_n$  [4] и шумов наблюдений  $\mathbf{Q}_v$  определены соотношением

$$\mathbf{R}_n = S_n \cdot \begin{bmatrix} T^5 / (252f_0^2) & T^4 / (30f_0) & T^3 / (24f_0) & 0 \\ T^4 / (30f_0) & T^3 / 3 & T^2 / 2 & 0 \\ T^3 / (24f_0) & T^2 / 2 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + S_q \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T \end{bmatrix},$$

где  $S_n$  — спектральная плотность белого шума по ускорению  $f_D$ ;  $S_q$  — СПМ шума по параметру  $q$  в модели состояний (2);

$$\mathbf{Q}_v = \sigma_Z^2 \begin{bmatrix} 1 & R_{|P||E|} & R_{|P||L|} \\ R_{|P||E|} & 1 & 0 \\ R_{|P||L|} & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где  $\sigma_Z^2$  — дисперсия (5) эквивалентного шума на выходе детектора огибающей (4),  $R_{|P||E|} = R_{|P||L|}$  — коэффициенты корреляции модулей корреляционных интегралов  $P$  и  $E$  компонент и  $P$  и  $L$  компонент. Расчетная зависимость  $R_{|P||L|}$  от параметра  $C / N_0$  приведена на рисунке 2.

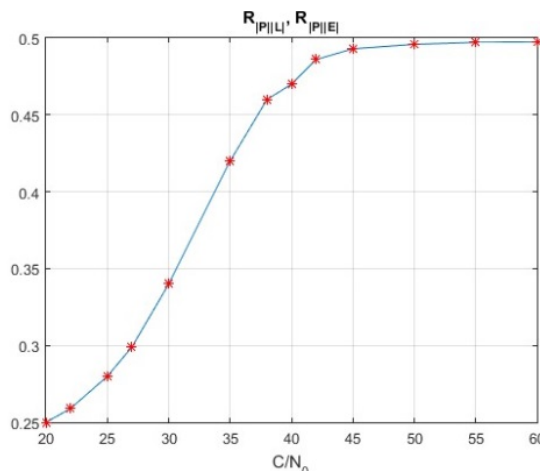


Рисунок 2 — Зависимость  $R_{|P||L|}$  от  $C / N_0$



Инициализация алгоритма фильтрации соответствует заданию оценки  $\mathbf{x}_0 = \mathbf{m}_0$  и ее ковариационной матрицы  $\mathbf{P}_0$ , которые поступают из блока поиска.

### Результаты экспериментальных исследований

Для проверки результатов статистического моделирования нами был выполнен ряд экспериментов (рисунки 3, 4) Кратко приведём результаты двух из них. В качестве приёмника был взят одночастотный GPS/Galileo навигационный приёмник [23]. Приёмник GPS/Galileo состоит из аппаратной ВЧ- и программной частей. На выходе ВЧ-тракта формируются дискретные отсчёты группового сигнала ГНСС на промежуточной частоте. Программная часть реализована в среде Matlab и в ней выполнена вся дальнейшая обработка сигналов. Время когерентного накопления в обоих экспериментах  $T = 1$  мс.

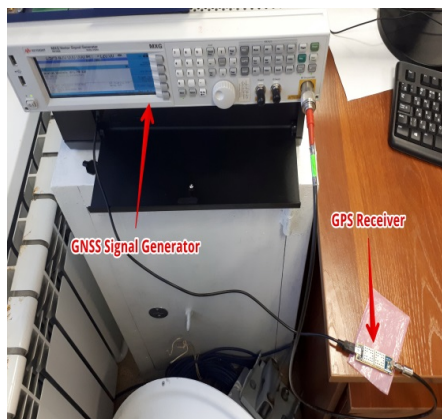


Рисунок 3 — Эксперимент 1.  
Генератор навигационных сигналов и приёмник GPS/Galileo

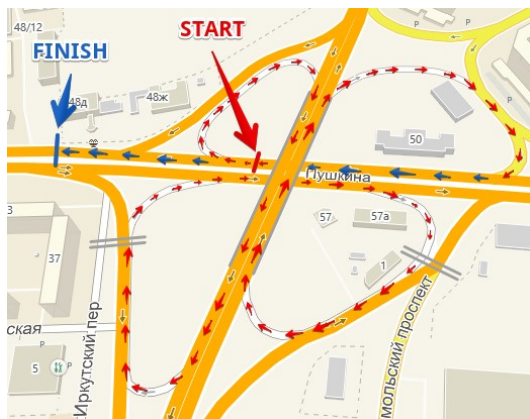


Рисунок 4 — Эксперимент 2.  
Траектория движения автомобиля с навигационным приёмником GPS/Galileo

*Эксперимент 1.* Контролируемый лабораторный эксперимент проводился с использованием векторного генератора с пакетом ПО для формирования сигналов ГНСС в реальном времени фирмы Keysight [24] (рисунок 3). Генератор формировал два навигационных сигнала GPS с ПСП номер 1 и 2. Сигнал ПСП 1 формировался с высокой энергетикой  $q = -150$  дБ ( $\approx 48 - 49$  дБ/Гц) и выступал в роли опорного. По этому сигналу формировались точные оценки  $\tau$  и  $f_D$ . Исследуемый сигнал ПСП 2 формировался с параметром  $q \approx -175$  дБ

( $\approx 23 - 24$  дБ/Гц). Этот сигнал имел такое же значение  $f_D$ , как и сигнал на ПСП 1, но был смещён по задержке на 20 чипов ПСП. Для оценки работоспособности синтезированной СС с *SPKF* искусственно вводилась ошибка 300 Гц в начальную оценку  $f_{D0}$  (реально оценка формируется в блоке поиска). На рисунках 5, 6 приведены одиночные реализации оценок РНП для СС с дискриминаторами типа (3) и линейным фильтром Калмана [1] и СС, реализующей нелинейный фильтр на основе алгоритма *SPKF*.

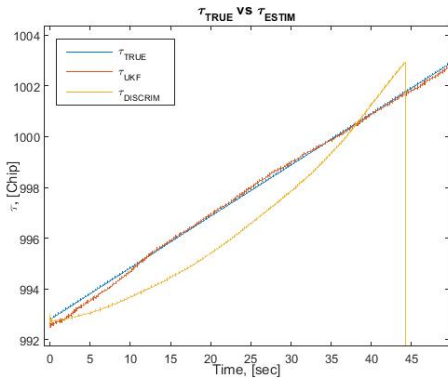


Рисунок 5 — Эксперимент 1.  
Временная реализация оценок  $\tau$   
при  $q \approx 23 - 24$  дБ/Гц.

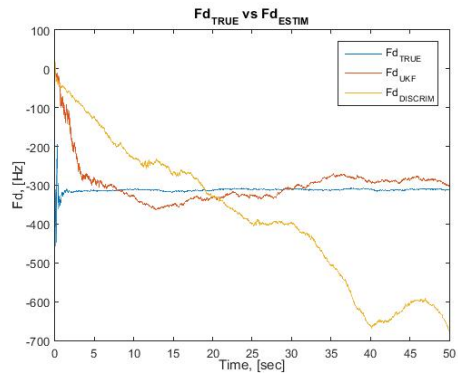


Рисунок 6 — Эксперимент 1.  
Временная реализация оценок  $f_D$   
при  $q \approx 23 - 24$  дБ/Гц

*Эксперимент 2.* В ходе эксперимента 2 антенна GPS-приёмника была установлена на крышу автомобиля и был осуществлён проезд по автомобильной развязке (см. рисунок 4). Во время эксперимента автомобиль два раза заезжал под эстакаду и два раза под надземные пешеходные переходы. Таким образом, имелись кратковременные (до 2 с) пропадания GPS-сигналов.

В СС использовались те же некогерентные алгоритмы, что и в предыдущем случае. Для наглядности на рисунке 7 для когерентного режима показана реализация квадратуры в канале *Prompt*. Реализации оценок энергетического параметра для двух вариантов построения некогерентной СС показаны на рисунке 8. Отметим, что для СС с «сосредоточенным» дискриминатором в качестве оценщика  $q$  использовался метод моментов [16].

Сравнение качества работы СС проводилось косвенно — по результатам навигационного решения в программной части приёмника. Решение навигационной задачи выполнялось с использованием алгоритма стандартного метода наименьших квадратов [1–3]. Таким образом, в навигационный вычислитель подавались оценки РНП  $\tau$  и  $f_D$  с

выхода исследуемых СС. Результаты решения навигационной задачи по сигналам четырех НКА в двумерной плоскости представлены на рисунках 9, 10. Навигационное сообщение декодировалось в когерентном режиме слежения. Очевидно, что точность синтезированного некогерентного режима слежения уступает когерентным СС. Однако полученные результаты говорят о том, что данный алгоритм способен с приемлемой для космического потребителя точностью сформировать оценки РНП.

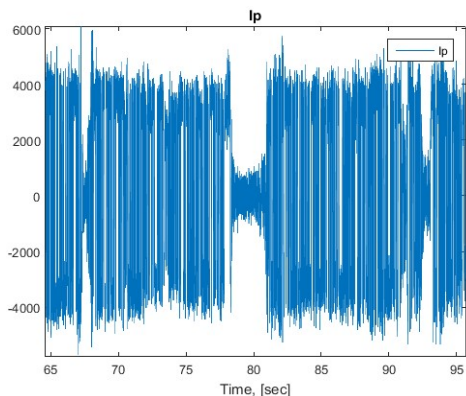


Рисунок 7 — Эксперимент 2.  
Запись квадратуры  $I_p$  для PRN 28

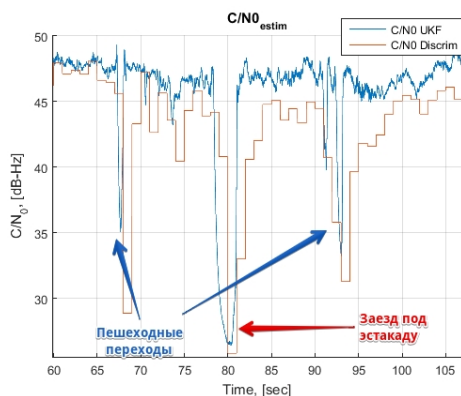


Рисунок 8 — Эксперимент 2.  
Оценки энергетического параметра для PRN 28

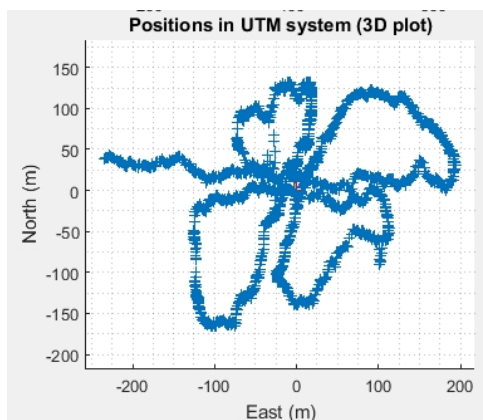


Рисунок 9 — Эксперимент 2.  
Навигационное решение для СС с *SPKF*

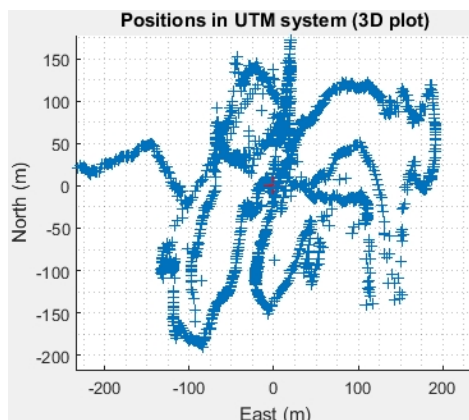


Рисунок 10 — Эксперимент 2.  
Навигационное решение для СС с «сосредоточенным» дискриминатором и линейным ФК

## Заключение

В статье рассмотрен вариант построения некогерентной СС за радионавигационными параметрами сигналов ГНСС. Особенность рассмотренной некогерентной следящей системы состоит в том, что алгоритм фильтрации, реализованный в ней, получен при более строго выполняемых предположениях о статистических свойствах реальных наблюдений. Более строго по сравнению с предположениями, положенными в основу синтеза алгоритма некогерентной СС, структура которой содержит «сосредоточенный» дискриминатор и линейный фильтр. При этом в качестве наблюдений используются модули корреляционных интегралов с последующей некогерентной обработкой в многоконтурной следящей системе. В контуре следящей системы реализуется сигма-точечный алгоритм фильтра Калмана (*SPKF*) на основе *UT*-преобразования. По результатам исследования можно сделать следующие выводы.

1. Алгоритм обеспечивает захват на сопровождение в широком интервале изменений начальных рассогласований оценок РНП и достаточно низких значениях энергетического параметра сигнала. Полоса захвата по доплеровскому смещению частот  $\Delta F_D = \pm 333$  Гц, по задержке  $\Delta \tau = \pm 0,5 T_{chip}$ , по скорости изменения частоты Доплера  $\Delta \dot{f}_D = \pm 15$  Гц/с при  $q \geq 20$  дБ/Гц и времени когерентного накопления  $T = 1$  мс.

2. Данный алгоритм требует больших вычислительных затрат, однако не требует модификации других блоков существующих навигационных приемников.

3. Алгоритм может быть использован в СС как при срывах работы в когерентном режиме, так и в качестве вспомогательного блока для значительного уточнения РНП с блока поиска при низких значениях параметра  $q$ . Уточненные оценки РНП позволят реализовать битовую синхронизацию и когерентный режим обработки в СС.

4. Данный алгоритм позволяет снизить требования к блокам поиска сигналов ГНСС.

Представляется, что алгоритм фильтрации на основе *SPKF* может быть реализован в бортовых вычислителях КА на ВЭО и ГСО. Однако очевидно, что решение по этому вопросу обусловлено быстродействием конкретного вычислителя, его стоимостью и массогабаритными параметрами.

## Список использованной литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М. : Радиотехника, 2010. 800 с.
2. Understanding GPS: principles and applications / ed. E. Kaplan, C. Hegarty. 2nd ed. Artech House, 2006. 723 p.
3. Михайлов Н.В. Автономная навигация космических аппаратов при помощи спутниковых радионавигационных систем. СПб. : Политехника, 2014. 362 с.
4. Psiaki M.L., Jung H. Extended Kalman Filter Methods for Tracking Weak GPS Signals. ION GPS, Portland, USA, 2002. P. 2539–2553.
5. Ziedan N.I., Garrison J.L. Bit Synchronization and Doppler Frequency Removal at Very Low Carrier to Noise Ratio Using a Combination of the Viterbi Algorithm with an Extended Kalman Filter. ION GPS/GNSS, Portland, USA, 2003. 12 p.
6. Ziedan N.I., Garrison J.L. Extended Kalman Filter-Based Tracking of Weak GPS Signals under High Dynamic Conditions. ION GNSS 17th International Technical Meeting of the Satellite Division, USA, 2004. 12 p.
7. Ren T., Petovello M.G., Basnayake C. Requirements Analysis for Bit Synchronization and Decoding in a Standalone High-Sensitivity GNSS Receiver. Proceeding of Ubiquitous Positioning Indoor Navigation and Location Based Service (UPINLBS), Helsinki, Finland, 2012. 9 p.
8. Ding J., Zhang G., Zhao L. Urban and Indoor Weak Signal Tracking Using an Array Tracker with MVA and Nonlinear Filtering // Journal of Applied Mathematics. 2014. № 6. 10 p.
9. Petovello M.G., O’Driscoll C., Lachapelle G. Carrier Phase Tracking of Weak Signals Using Different Receiver Architectures. Department of Geomatics Engineering, Alberta: The University of Calgary, Canada, 2008. 11 p.
10. Квазиоптимальная оценка параметров сигналов ГНСС в режиме когерентного приёма с использованием алгоритма сигматочечного фильтра Калмана / В.В. Шаврин, В.А. Филимонов, В.Ю. Лебедев [и др.] // Гирокоспия и навигация. 2016. № 3 (94). С. 26–37.
11. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем : учеб. пособие для вузов. М. : Радио и связь, 1991. 608 с.
12. Comparison of GPS Tracking Loop Performance in High Dynamic Condition with Nonlinear Filtering Techniques / S. Im, J. Song, G. Jee, C. Park // ION GNSS 21st International Technical Meeting of Satellite Division. 2008. P. 2351–2360.

13. Корогодин И.В. Потенциальные характеристики оценивания частоты в некогерентном приёме // Радиотехника. 2013. № 7. С. 109–115.
14. Болденков Е.Н. Совместное слежение за задержкой и несущей сигнала методами оптимальной траекторной фильтрации // Радиотехника. 2013. № 10. С. 103–106.
15. Перов А.И., Корогодин И.В. Синтез и анализ алгоритмов оценивания мощности полезной и шумовой составляющей на выходе коррелятора // Радиотехника. 2011. № 7. С. 76–82.
16. Falletti E., Pini M., Lo Presti L. GNSS solutions: Carrier-to-noise algorithms // Inside GNSS. 2010, jan/feb. P. 20–27.
17. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М. : Радио и связь. 1986. 512 с.
18. Doucet A., Johansen A.M. A Tutorial on Particle Filtering and Smoothing: Fifteen years later. 2008. 39 p.
19. Merwe R. Sigma-Point Kalman Filters for Probabilistic Inference in Dynamic State-Space Models. PhD Thesis. 2004. 397 p.
20. Candy J.V. Bayesian signal processing. Classical, Modern, and Particle Filtering Methods. JohnWiley & Sons, Inc., 2009. 446 p.
21. Sarkka S. Bayesian Filtering and Smoothing. Cambridge University Press, 2013. 254 p.
22. Julier S.J., Uhlman J.K. A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems. Proc. of AeroSense // The 11<sup>th</sup> Intern. Symp. On Aerospace/Defence Sensing, Simulation and Controls, Orlando FL, USA. 1997.
23. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach. / K. Borre, D.M. Akos, N. Bertelsen [et al.]. Birkhauser Boston, 2007. 176 p.
24. Datasheet Keysight Technologies MXG X-Series Signal Generators N5181B Analog & N5182B Vector.

---

*Шаврин Вячеслав Владимирович – младший научный сотрудник, научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: svv281088@gmail.com.*

*Тисленко Владимир Ильич – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: wolar1491@yandex.ru*

*Лебедев Виталий Юрьевич – кандидат технических наук, директор, научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радио-*

электроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: niirts@main.tusur.ru.

*Филимонов Владимир Андреевич – научный сотрудник, научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.filimonov@main.tusur.ru*

**Experimental Study of the Algorithm for Estimating the Parameters of GNSS Signals in the Incoherent Tracking Mode Using the Kalman Sigma-Point Filter**

*An algorithm for constructing a multi-loop incoherent tracking system for radio navigation parameters of GNSS signals for an autonomous space navigation system is considered. The performance check of the proposed tracking scheme was carried out using real records of the GNSS group signal.*

**Key words:** *time delay, frequency, Kalman filter, correlator, correlation integral, incoherent tracking scheme.*

*Shavrin Vyacheslav Vladimirovich – Junior Researcher, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: svv281088@gmail.com.*

*Tislenko Vladimir Ilyich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: wolar1491@yandex.ru.*

*Lebedev Vitaly Yurievich – Candidate of Technical Sciences, Director, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: niirts@main.tusur.ru.*

*Filimonov Vladimir Andreevich – Researcher, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladimir.filimonov@main.tusur.ru.*

Л.А. Сладкова, Я.В. Клименко

## ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ДВИЖЕНИЯ ТРАНСПОРТА НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ ПЕРЕЕЗДАХ

*На основе нейросетевого алгоритма разработан алгоритм обеспечения безопасности движения транспорта через железнодорожные переезды. Разработанный программный алгоритм на языке Python предназначен для распознавания опасных объектов с помощью комплекса видеокамер. Распознавание осуществляется на основе промышленного компьютера (ПК). Отправка тревожного сигнала осуществляется с помощью устройства приёма-передачи сигнала по беспроводной линии связи на ПЛК.*

**Ключевые слова:** электронная система, нейронные сети, алгоритм, безопасность движения, железнодорожный переезд.

Железнодорожные переезды являются объектами повышенной опасности, хотя по данным статистики сам железнодорожный транспорт занимает второе место после воздушного по показателям безопасности движения [1]. С одной стороны, частота нештатных ситуаций и происшествий здесь не очень высокая, а с другой — сопряжена с тяжелыми последствиями. В настоящее время на территории Российской Федерации (РФ) эксплуатируется более 11 000 железнодорожных переездов, причем на долю переездов без дежурных работников приходится порядка 78 % переездов всех типов, на которых происходит около 93 % аварий [2, 3]. Рост интенсивности автомобильного движения, скорости движения поездов на участках приближения к переездам, замедление тенденции сокращения общего числа переездов свидетельствуют о том, что проблема предотвращения дорожно-транспортных происшествий (ДТП) на переездах будет стоять очень остро. Общая статистика ДТП на железнодорожных переездах РФ приведена в таблице 1.

Эта статистика не ограничивается только попавшими под поезд людьми и ДТП с участием подвижных составов.

С другой стороны, ликвидация железнодорожных переездов путем формирования транспортной развязки на разных уровнях связана со значительными материальными затратами и зависит от условий строительства. Например, на строительство транспортной развязки через железную дорогу Москва – Архангельск в Вологде с путепроводом над железнодорожными путями потрачено только на путепровод 219,5 млрд руб. Продолжительность строительства составила около двух лет.



Таблица 1 — Общая статистика ДТП на железнодорожных переездах РФ [2]

Количество	Год				
	2015	2016	2017	2018	2019
ДТП	276	206	242	232	260
Ранено, чел.	371	257	317	290	289
Погибли, чел.	90	58	94	70	50
Примечание. Число травмированных граждан в зоне движения поездов в 2016 году — 2673 человека, из которых 1802 погибли					

В настоящее время для обеспечения безопасности движения поездов и автотранспорта, оповещения обслуживающего персонала на железнодорожных переездах применяются устройства ограждения и оповещения, системы автоматической переездной сигнализации, подающие при приближении поезда команду на прекращение движения автотранспорта через переезд, но, как показывает практика, они не всегда являются эффективными. Также на железнодорожных переездах широко используются заградительные устройства, что, конечно, ведет к улучшению показателей безопасности движения. Одним из таких решений является оборудование переездов устройствами заграждения переездов (УЗП) — противотаранными шлагбаумами и устройствами и пр.

Целью статьи является разработка электронной системы обеспечения безопасности движения транспорта на железнодорожных переездах.

Разработка такой системы основана на применении методов искусственного интеллекта, то есть в данном случае используются известные методики для решения новой научно-практической задачи. В настоящее время известно множество технологий искусственного интеллекта: нечёткая логика, экспертные системы, искусственные нейронные сети (ИНС), гибридные сети, ассоциативная память [4].

Разработанная система обеспечения безопасного движения подвижного состава через железнодорожный переезд состоит из подсистемы сбора информации на железнодорожном переезде, нейросетевой подсистемы классификации ситуации на железнодорожном переезде, подсистемы сбора информации на подвижном составе и подсистемы регулирования движения.

Подсистема регулирования движения реализуется на базе программируемых логических контроллеров (ПЛК). В ПЛК заложен алгоритм заблаговременного управления движением (торможением) железнодорожного подвижного состава и предназначен для выдачи сигнала управления на основе экспертной модели, программа которой записана в память платы расширения. В ПЛК предусмотрены различ-

ные порядки действий, выполняемых на основе полученных данных от подсистемы на железнодорожном переезде и данных, регистрируемых на локомотиве, исключают возможное столкновение подвижного состава с препятствием на железнодорожном переезде. Система учитывает скорость и расстояние до объекта, что позволяет обеспечить своевременное построение кривой торможения и остановку до момента столкновения.

Система управления движением подвижного состава должна обеспечить:

- сбор информации о параметрах объекта, находящегося на железнодорожном переезде (скорость и размеры, время) с установленной по протоколу обмена частотой опроса;
- классификацию ситуации на железнодорожном переезде как опасную или не опасную, формирование сигнала тревоги;
- передачу своевременного оповещения об объекте с переезда на железнодорожный подвижной состав с определенной частотой;
- сбор информации о параметрах поезда (скорость, координата, время) с установленной по протоколу обмена частотой опроса;
- автоматическое торможение, чтобы на основе полученных данных предотвратить возможное столкновение поезда с объектом на переезде.

Сущность способа заключается в обеспечении безопасного движения подвижного состава при аварийных ситуациях на железнодорожном переезде. Система работает на базе нейросетевого алгоритма, в основе которого лежит распознавание опасных объектов (по размерам и скорости). С помощью комплекса видеокамер, промышленного компьютера (ПК) формируется отправка тревожного сигнала на устройства приёма-передачи по беспроводной связи на ПЛК, интегрированный в систему безопасности подвижного состава. На основе получаемых данных от ПК на железнодорожном переезде и данных о скорости, координатах, времени от систем безопасности локомотива происходит экспертный анализ в ПЛК и выдаётся команда для своевременной остановки на системы торможения поезда до момента столкновения с объектом, находящимся на железнодорожном переезде.

В целях обеспечения безопасного движения подвижного состава через железнодорожные переезды, для распознавания и фиксации автотранспорта или иных крупногабаритных объектов на переезде предлагается использовать искусственную нейронную сеть распознавания образов. Следует отметить, что предлагаемая НС может быть обучаемая.

Моделирование нейросетевой модели производилось в среде Keras — открытой нейросетевой библиотеки, написанной на языке Python. Она представляет собой надстройку над фреймворками DeepLearning4j, TensorFlow и Theano [5], направлена на оперативную

работу с сетями глубинного обучения, при этом спроектирована компактной, модульной и расширяемой. Keras предоставляет высокоуровневый, более интуитивный набор абстракций, который делает простым формирование нейронных сетей независимо от используемой в качестве вычислительного бэкенда библиотеки научных вычислений [6].

Программирование нейронной сети распознавания объектов проводилось на базе фреймворка Yolo [7]. Базовая модель YOLO обрабатывает изображения в режиме реального времени со скоростью 45 кадров в секунду. По сравнению с современными системами обнаружения YOLO делает больше ошибок локализации, но намного меньше делает ошибок в обнаружении объектов. YOLO превосходит все другие методы обнаружения, включая DPM и R-CNN, с большим отрывом при обобщении от естественных изображений до иллюстраций как в наборе данных Picasso, так и в наборе данных People-Art. Для распознавания объекта требуется только один проход прямого распространения по сети. После обработки функцией Non-Max Suppression он выводит распознанные объекты вместе с ограничивающими рамками.

Приведем краткое описание алгоритма YOLO:

- 1) приём входного изображения с разрешением 608×608;
- 2) передача этого изображения в сверточную нейронную сеть (CNN), которая возвращает размерный вывод;
- 3) получение выходного объема сглаживания вывода;
- 4) выполнение функции IoU и Non-Max Suppression, чтобы избежать выбора перекрывающихся блоков (данные функции нужны для того, чтобы отбрасывать распознанные объекты с малой вероятностью, а также для того, чтобы не распознавать один и тот же объект несколько раз).

На основании изученных данных был разработан программный алгоритм обеспечения перемещения транспортных средств на железнодорожных переездах (приведен ниже).

1. Импортируем библиотеки, необходимые для выполнения кода программы.
2. Создаем функцию для фильтрации блоков по их вероятностям и порогам.
3. Определяем функцию для расчета функции IoU.
4. Определяем функцию Non-Max Suppression.
5. Теперь у нас есть функции, которые будут вычислять IoU и выполнять Non-Max Suppression. Мы получаем вывод из CNN формы [19,19,5,85]. Создаем случайный объем фигуры [19,19,5,85] и затем прогнозируем ограничивающие рамки.
6. Определяем функцию, которая будет принимать выходные данные CNN в качестве входных данных и возвращать подавленные поля.

7. Используем алгоритм YOLO с предварительно обученной нейросетевой моделью для распознавания изображений.

8. После загрузки классов изображений и предварительно обученной модели нейронной сети с помощью функций, описанных выше, определяем выходные параметры загружаемого изображения.

9. Определяем функцию для прогнозирования ограничивающих рамок и сохранения изображений с такими ограничивающими рамками.

10. Загружаем исходное изображение, считываем его, и, используя функцию `predict`, определяем объекты.

11. Выводим результаты.

Возможны два варианта реализации подсистемы управления приводами с упреждением. Первый заключается в использовании штатного ПЛК подвижного состава при его наличии, то есть штатный ПЛК выполняет штатные функции и функцию управления движением. Второй вариант заключается в применении дополнительного ПЛК, предназначенного только для реализации алгоритма управления системами оповещения машиниста и торможения.

В целях недопущения ошибочного представления ситуации на железнодорожном переезде предлагается формировать фотокадр с обзорной камеры для дополнительного информирования машиниста. Отправка фотокадра на ПЛК производится совместно с тревожным сигналом.

При определении занятости железнодорожного переезда  $A:=1$ , если расстояние от подвижного состава до переезда равно или меньше фактической длины участка извещения к переезду ( $S \leq l^\Phi$ ), происходит торможение подвижного состава согласно алгоритму. От датчиков скорости и положения зависит расчёт кривых торможения и время торможения подвижного состава. Полная остановка поезда должна быть произведена за время, меньшее фактического времени извещения о приближении поезда к переезду  $t^\Phi$ . При распознавании объекта на железнодорожном переезде  $A:=1$ , а также удовлетворении условия ( $S \leq l^\Phi$ ).

Рассмотрим логические соотношения между сигналами датчиков и выходными переменными, которые приводят к срабатыванию приводов поворота и/или изменению вылета.

Для выходной переменной «сделать фотокадр» *foto* и «звуковой сигнал» *zvsig* логические выражения следующие:

$$foto = (A = 1), \quad zvsig = (A = 1).$$

Для выходной переменной «торможение» *tormoz* логическое выражение:

$$Tormoz = \left( (A = 1) \wedge (S \leq l^\Phi) \right).$$

Таким образом, алгоритм ПЛК обеспечивает своевременное торможение подвижного состава при аварийной ситуации на железнодорожном переезде, что повышает безопасность движения.

### Выводы

1. Проблема обеспечения безопасности движения на железнодорожных переездах является актуальной не только для России, но и для всех стран, имеющих достаточно развитую железнодорожную и автодорожную инфраструктуру.

2. Разработан алгоритм для ПЛК, который при получении сигналов занятости железнодорожного переезда от нейросетевой подсистемы распознавания образов вмешивается в штатную работу машиниста и обеспечивает безопасность движения транспортных средств на железнодорожном переезде.

### Список использованной литературы

1. ДТП и пострадавшие на железнодорожных переездах [Электронный ресурс] // Показатели состояния безопасности дорожного движения [сайт] URL: <http://stat.gibdd.ru/> (дата обращения: 20.04.2020).

2. РЖД: число ДТП на железнодорожных переездах в 2018 году снизилось на 2% [Электронный ресурс] // ТАСС, информационное агентство [сайт]. URL: <https://tass.ru/transport/6004935>. (дата обращения: 7.05.2020).

3. Статистика на железнодорожных переездах // АО «Издательский дом «Гудок» [сайт]. URL: <https://gudok.ru/news/?ID=1380295> (дата обращения: 7.05.2020).

4. Интеллектуальные системы автоматического управления / под ред. И.М. Макарова, В.М. Лохина. М. : Физматлит, 2001. 576 с.

5. Джулли А., Пал С. Библиотека Keras — инструмент глубокого обучения = Deep learning with Keras. ДМК Пресс, 2017. 294 с.

6. Рашка С. Python и машинное обучение = Python Machine Learning. ДМК Пресс, 2017. 418 с.

7. Computer Vision and Pattern Recognition // Cornell University [сайт]. URL: <https://arxiv.org/abs/1506.02640> (дата обращения: 27.05.2020).

---

*Сладкова Любовь Александровна – доктор технических наук, профессор, кафедра механики, Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого, 143911, г. Балашиха, Московская обл., ул Карбышева, дом 8, e-mail: rich.cat2012@yandex.ru.*

*Клименко Ярослав Владимирович – инженер, кафедра наземных транспортно-технологических средств, Российский университет транспорта, 127994, г. Москва, ГСП-4, ул. Образцова, дом 9, стр. 9, e-mail: jaroslav-klimenko@rambler.ru.*

### **Electronic Taffic Safety System on Railway Crossings**

*On the basis of a neural network algorithm, an algorithm has been developed to ensure the safety of traffic through railway crossings. The developed software algorithm in Python is designed to recognize dangerous objects using a complex of video cameras. Recognition is carried out on the basis of an industrial computer (PC). The alarm signal is sent using a signal transmission-receiving device via a wireless communication line to the PLC.*

**Key words:** *electronic system, neural networks, algorithm, traffic safety, railroad crossing.*

*Sladkova Lyubov Aleksandrovna – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Mechanics, Military Academy of the Strategic Missile Forces named after Peter the Great, 143911, Balashikha, Moscow region, Karbysheva st., 8, e-mail: rich.cat2012@yandex.ru ...*

*Klimenko Yaroslav Vladimirovich – Engineer, Department of Ground Transport and Technological Means, Russian University of Transport, 127994, Moscow, GSP-4, st. Obraztsova, house 9, bldg. 9, e-mail: jaroslav-klimenko@rambler.ru.*

**УДК 621.376**

**А.М. Голиков**

### **НЕЙРОСЕТЕВАЯ И ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ РСА. ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ И ПРАКТИКА ПРИМЕНЕНИЯ**

*Требование высокой эффективности обнаружения, точности оценки параметров и распознавания малоразмерных объектов радиолокаторами с синтезированной апертурой (SAR) вызывает необходимость использования вейвлет-фрактальной, корреляционной и нейросетевой обработки радиолокационных сигналов и изображений. В работе проведено исследование эффективности вейвлет-фильтрации сигналов морской РЛС на фоне взволнованной морской поверхности. Показана высокая эффективность обнаружения малоразмерных надводных объектов.*

**Ключевые слова:** *вейвлет-фрактальная и нейросетевая обработка, SAR, БПЛА.*

## Вейвлет-фильтрация сигналов РЛС на фоне взволнованной морской поверхности

Проведена вейвлет-обработка более 1000 цифровых изображений высокой четкости 32x32.

Была исследована эффективность обнаружения малоразмерных надводных объектов на фоне взволнованной морской поверхности при использовании различных вейвлет-функций: Хаара ('haar'); Добеши 4-го порядка ('db4') (рисунок 1); Симлета 4-го порядка ('sym4'); Би-ортогональная Коэн-Добеши-Фиавиа ('bior6.8'); Антонини-Барлад-Матье-Добеши ('jreg9.7') [1].

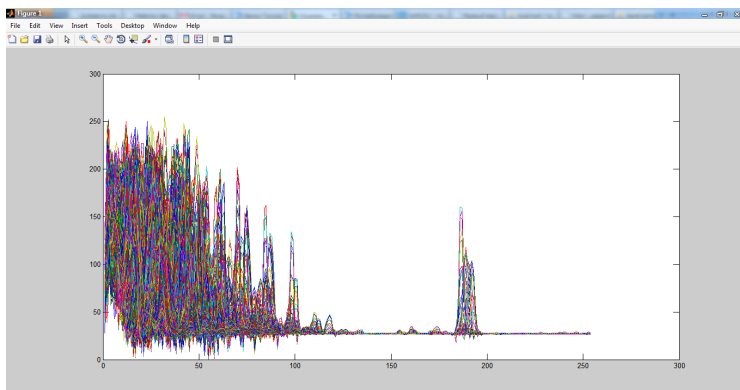


Рисунок 1 — Сигналы РЛС после фильтрации функцией 'db4'  
**Вейвлет-фрактальная обработка изображений  
спутниковой X-SAR**

Проведена вейвлет-фрактальная обработка более 3000 изображений спутникового X-SAR, полученных в различных районах Земли (рисунки 2, 3) [1].

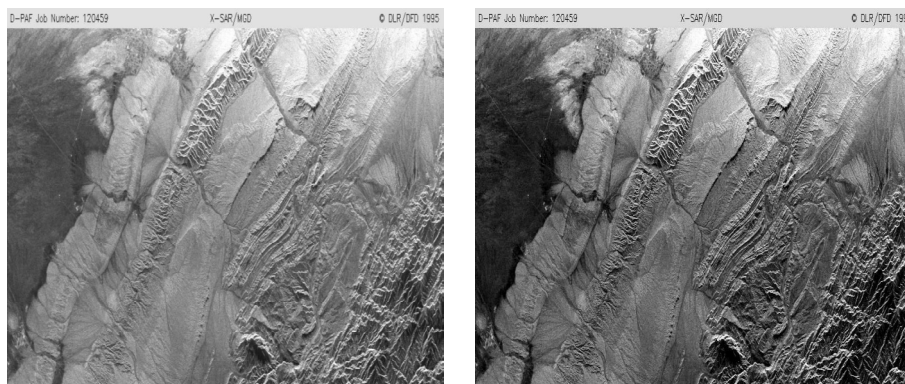


Рисунок 2 — Изображение поверхности Земли X-SAR,  
слева — исходное, справа — после вейвлет-фильтрации



Рисунок 3 — Изображение поверхности Земли X-SAR, справа — исходное, слева — после фрактального преобразования

Проведенные исследования позволят разработать методы вейвлет-фрактальной и нейросетевой обработки для эффективных и высокоточных SAR БПЛА.

### Нейросетевая обработка изображений РЛС «Река» («НПФ «Микран»)

Предложен трехэтапный метод быстрой нейросетевой обработки цифровых изображений РЛС (рисунок 4) [2].

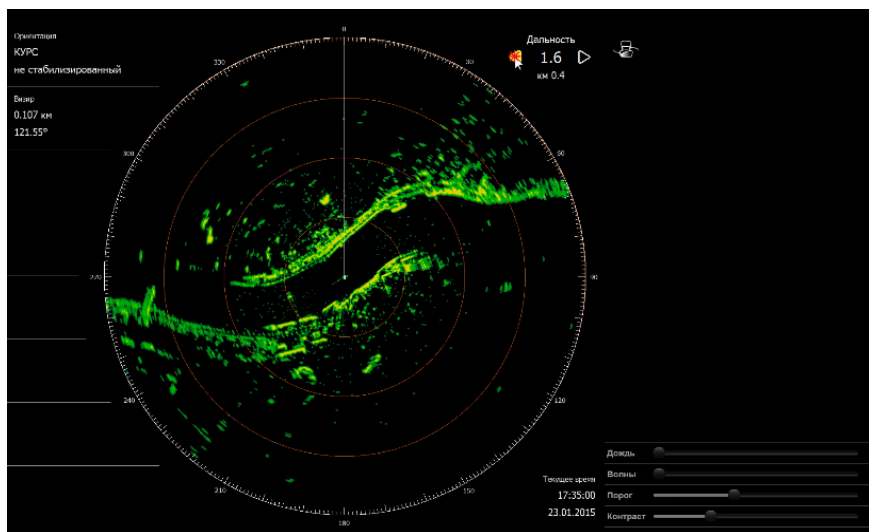


Рисунок 4 — Интерфейс РЛС «Река» («НПФ «Микран»)



Было проведено 200 измерений разности дальностей (до и после нейронной обработки), построена гистограмма (распределение) разностей дальностей, где по оси ОХ отложены равные промежутки по дальности  $\Delta R$ , по оси ОУ — распределение вероятностей в % (рисунок 5).

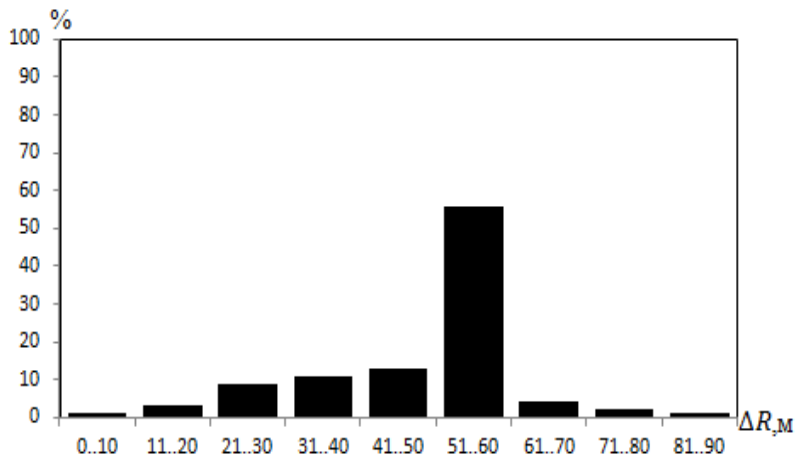


Рисунок 5 — Гистограмма результатов измерений разности дальностей обнаружения с нейросетевой обработкой и без нее

Гистограмма показывает, что после нейронной обработки изображений РЛС дальность обнаружения в среднем увеличивается на 55 метров.

### Список использованной литературы

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М. : Техносфера, 2006. 616 с.
2. Татузов А.Л. Нейросетевые сети в задачах радиолокации. М. : Радиотехника, 2009. 432 с.

---

*Голиков Александр Михайлович – доцент кафедры РТС, кандидат технических наук, ученое звание – старший научный сотрудник, начальник СКБ «Волна» кафедры РТС, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: gol@rts.tusur.ru.*

### **Neural Network and Wavelet-Fractal Processing of Signals and Radiation Images. Research Overview and Application Practice**

*The requirement for high detection efficiency, accuracy of parameter estimation and recognition of small objects by synthetic aperture radar (SAR) necessitates the use of wavelet fractal, correlation and neural network*

*processing of radar signals and images. The study of the effectiveness of wavelet filtering signals of the marine radar on the background of an excited sea surface. High detection efficiency of small surface objects is shown.*

**Key words:** *wavelet fractal and neural network processing, SAR, UAV.*

*Golikov Alexander Mikhailovich – Associate Professor of the RTS Department, Candidate of Technical Sciences, academic rank - Senior Researcher, Head of SKB "Volna", Department of RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, pr. Lenina, 40, e-mail: gol@rts.tusur.ru.*

**УДК 621.376**

**А.М. Голиков, Я.С. Малмыгин, Д.С. Мельников**

### **РАЗРАБОТКА СЕТЕВОГО ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКА НАНОСПУТНИКА CUBESAT**

*В проекте разработана и исследована модель системы связи для «роя» наноспутников CubeSat 3U. Построение «роя» баллистически связанных орбитальных группировок наноспутников CubeSat обеспечивает система связи на базе стандарта двухсторонней адаптивной широкополосной системы передачи данных IEEE 802.16m, поддерживающего сетевую технологию Mesh-сети (каждый с каждым). Разработан вариант аппаратной реализации сетевого приемо-передатчика для наноспутников CubeSat 3U с применением DSP и ПЛИС. Проведено исследование помехоустойчивости системы связи с использованием Simulink Matlab модели. Исследованы зависимости BER от SNR для разных видов модуляции BPSK, QPSK, 16QAM и 64QAM и скоростей кодирования.*

**Ключевые слова:** *наноспутник CubeSat 3U, модель Simulink MATLAB IEEE 802.16m, BER, SNR, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, DSP и ПЛИС*

CubeSat — формат малых искусственных спутников Земли для исследования космоса, имеющих малый вес и размеры (рисунок 1). Наноспутники имеют массу от 1 до 10 кг.

Структурная схема модема для реализации на ПЛИС представлена на рисунке 2, на котором приемная и передающая части рассматриваются отдельно.

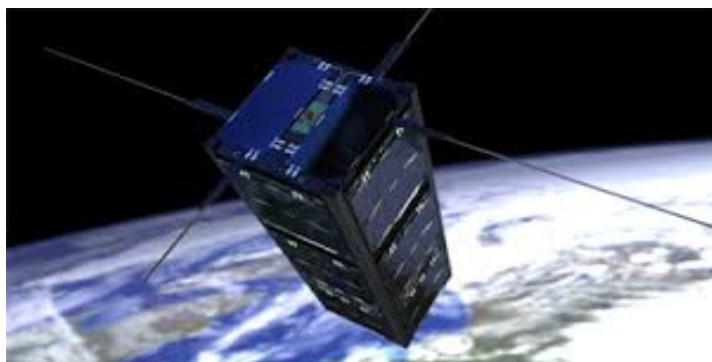


Рисунок 1 — Наноспутник CubeSat 3 U на орбите

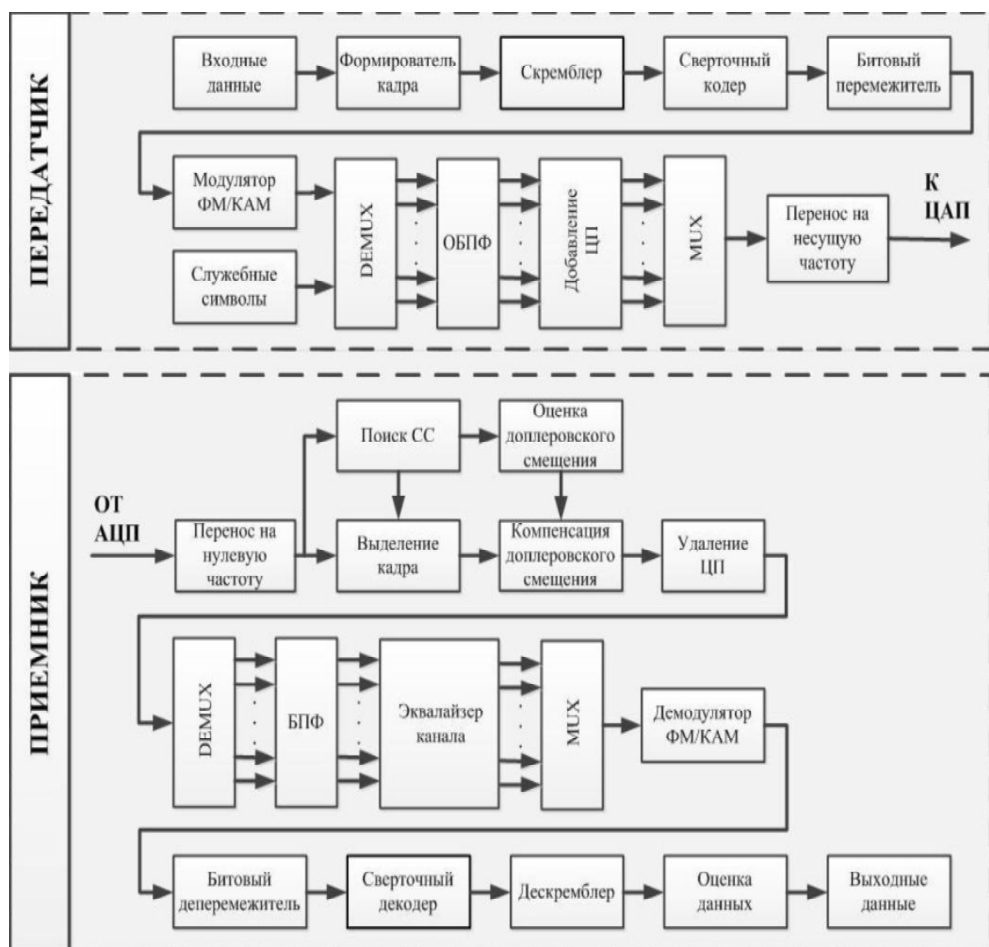


Рисунок 2 — Структурная схема модема для реализации на ПЛИС

Исследование системы связи для наноспутников было проведено на Simulink Matlab модели мобильной связи IEEE 802.16m. Модель

включает блок Model Parameters, OFDMA Symbol Packing, OFDMA Transmitter, Flat Fading Channel with AWGN и мобильные станции (MS1 и MS2). Стандарт передачи WiMAX IEEE802.16 предполагает применение адаптивного изменения скорости передачи. Для этого в исследуемой модели применяется определение SNR после прохождения канала связи. Модель позволяет исследовать режим адаптивного изменения скорости передачи информации для разных уровней SNR — переключение сигнально-кодированных конструкций от СК-BPSK до СК-PC-64QAM. Проведено исследование зависимости BER для разных скоростей движения мобильных станций.

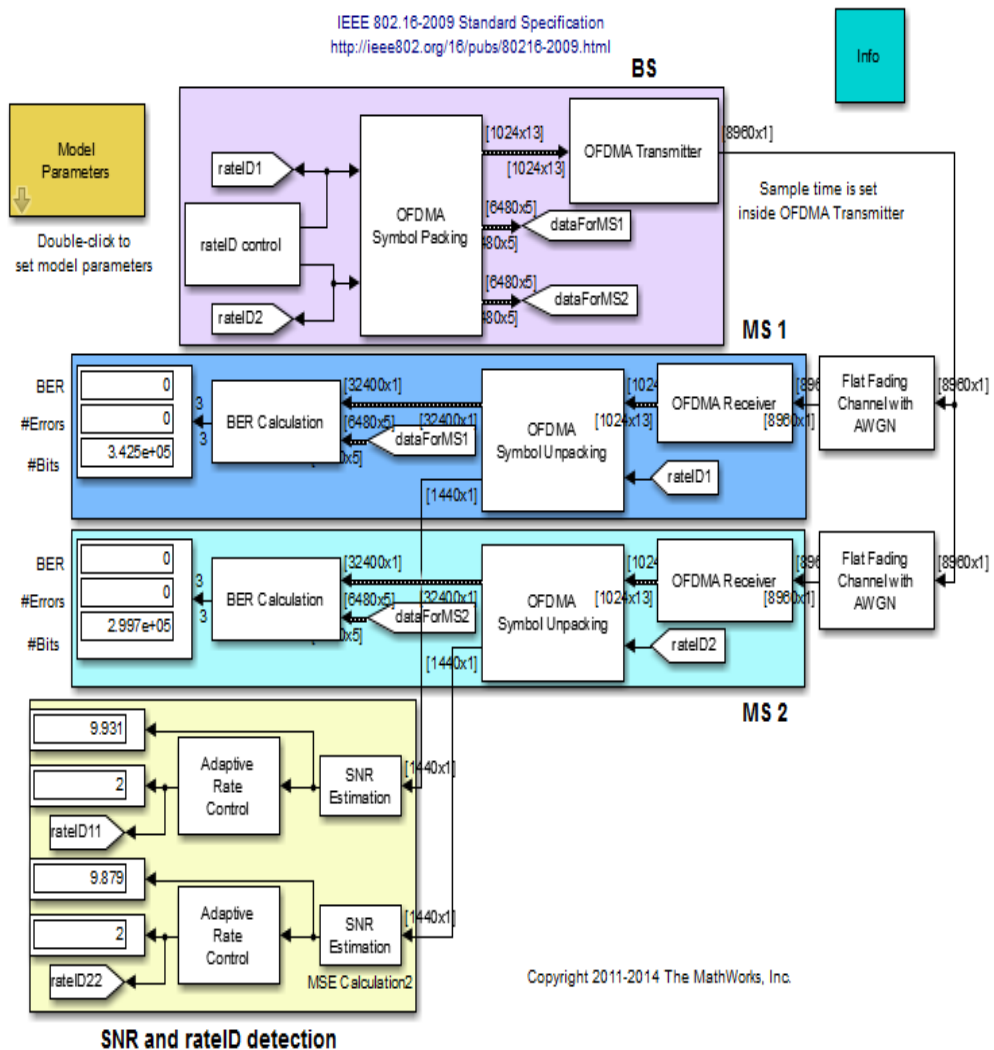


Рисунок 3 — Simulink модель системы связи стандарта IEEE.802.16

В проекте разработан вариант аппаратной реализации сетевого приемо-передатчика для наноспутников CubeSat 3U с применением DSP и ПЛИС. Проведен энергетический расчет космических линий связи и исследована помехоустойчивость системы связи. Предложенная система связи для CubeSat позволит создать Mesh-сеть для «роя» наноспутников как между спутниками на расстоянии 200 км, так и связи наноспутников с Землей на удалении от Земли до 450 км и обеспечит передачу данных со скоростью от 150 Мбит/с до 600 Мбит/с.

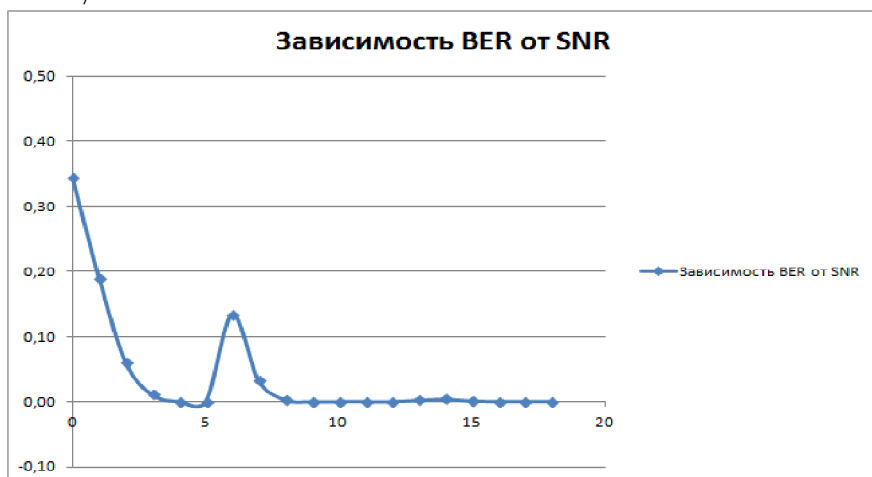


Рисунок 4 — Зависимости BER от SNR при использовании адаптивного изменения скорости передачи

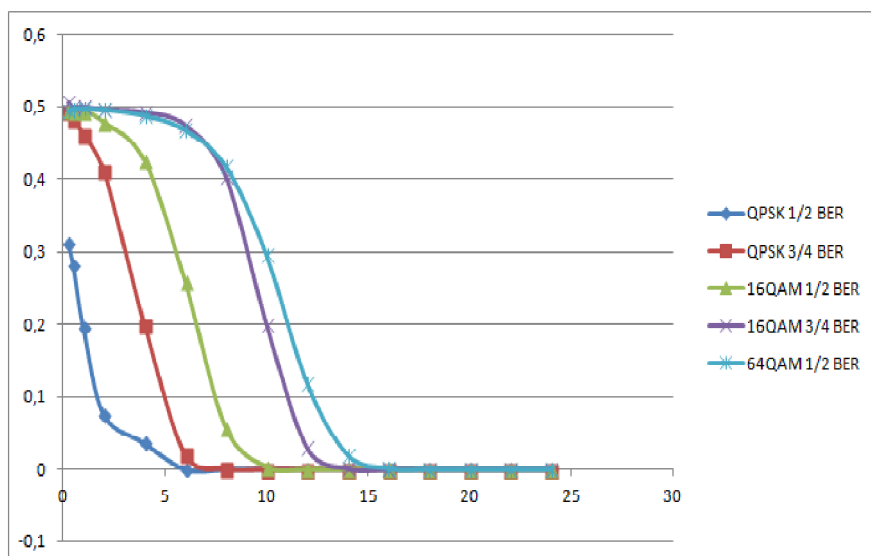


Рисунок 5 — Зависимости BER от SNR для отдельных видов модуляции и скорости кодирования

## Список использованной литературы

1. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика : учеб. пособие. СПб. : Лань, 2018. 452 с.

2. Фатеев В.Ф. Малые космические аппараты информационного обеспечения // Перспективные сети передачи данных. М : Радиотехника. 2010. С. 191.

---

*Голиков Александр Михайлович – доцент кафедры РТС, кандидат технических наук, ученое звание – старший научный сотрудник, начальник СКБ «Волна», Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: gol@rts.tusur.ru.*

*Малмыгин Ярослав Сергеевич, Мельников Даниил Сергеевич – студенты кафедры РТС, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: gol@rts.tusur.ru.*

### **Development of a Network Transmitter of the Cubesat Nanosatellite**

*In the GPO project, a model of a communication system for a swarm of CubeSat 3U nanosatellites was developed and investigated. The construction of a "swarm" of ballistic-connected orbital groups of nanosatellites CubeSat provides a communication system based on the standard of a two-way adaptive broadband data transmission system IEEE 802.16m, supporting network technology Mesh-networks (each with each). A hardware version of the network transceiver for CubeSat 3U nanosatellites using DSP and FPGA has been developed. A study of the noise immunity of a communication system using the Simulink Matlab model. The dependences of BER on SNR were studied for different types of modulation BPSK, QPSK, 16QAM and 64QAM and coding rates.*

**Keywords:** *CubeSat 3U nanosatellite, Simulink MATLAB IEEE 802.16m model, BER, SNR, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, DSP and FPGA.*

*Golikov Alexander Mikhailovich – Associate Professor of the RTS Department, Candidate of Technical Sciences, academic rank – Senior Researcher, Head of SKB "Volna", Department of RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, pr. Lenina, 40, e-mail: gol@rts.tusur.ru.*

*Malmygin Yaroslav Sergeevich, Melnikov Daniil Sergeevich – students of the department of RTS Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, pr. Lenina, 40, e-mail: gol@rts.tusur.ru.*

И.В. Аржевикин, Ф.Н. Захаров

## МАКЕТ МАГИСТРАЛИ НЕФТЕПРОВОДА ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ УТЕЧЕК

*Разработан макет магистрали нефтепровода для исследований характера утечек и несанкционированных врезок. Проведены исследования на стенде. Получены спектральные характеристики шумов.*

**Ключевые слова:** *нефтепровод, утечки, разработка, методы обнаружения, неразрушающий контроль.*

Анализ существующих методов контроля целостности трубопроводов показал, что существует необходимость разработки более совершенного метода обнаружения утечек и несанкционированных врезок. На линейной части магистрального нефтепровода применяется система измерения давления в трубе. При возникновении утечки на пульт оператора поступает сигнал с датчика давления, что произошло падение давления. Также проводится визуальный осмотр нефтепровода. На нефтеперекачивающих станциях используют акустические датчики.

Для поиска способа устранения ложных срабатываний акустического датчика, спектров шумов, возникающих при истечении жидкости через неплотности трубопровода, требуется экспериментальная установка. Она должна представлять из себя трубу, запаянную с двух сторон, длиной 120 см и диаметром 200 мм. Иметь достаточной запас прочности, чтобы выдерживать давление до 20 МПа. Произведем теоретический расчёт:

скорость звука в металле (сталь 09Г2С) по формуле:

$$C = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\rho}}, \quad (1)$$

где  $C$  — скорость звука в твердом теле, м/с;  $\varepsilon$  — модуль упругости твердого тела, Н/м<sup>2</sup>;  $\rho$  — плотность твердого тела, кг/м<sup>3</sup>.

$$C = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\rho}} = \sqrt{\frac{21}{7,8}} = 5,189 \frac{\text{кМ}}{\text{с}} = 5189 \frac{\text{М}}{\text{с}}.$$

Данный расчет нужен для дальнейших исследований работы акустических датчиков, устанавливаемых на стенке макета трубопровода.

При нарушении герметичности трубопроводов истечение жидкости из отверстий в их стенках происходит, как правило, при перемен-

ном напоре. Для преодоления жидкостью отверстия требуется разность давления ( $\rho_{\text{внут}} - \rho_{\text{внеш}}$ ):

$$\Delta H = (\rho_{\text{внут}} - \rho_{\text{внеш}}) \rho \cdot g, \quad (2)$$

где  $\Delta H$  — диаметр отверстия;  $\rho_{\text{внут}}$  — внутреннее давление в трубе;  $\rho_{\text{внеш}}$  — внешнее давление в трубе;  $\rho$  — общее давление;  $g$  — ускорение свободного падения.

Если при этом размеры отверстия много меньше  $\Delta H$ , говорят о «малом» отверстии. Расход жидкости через отверстие выражается формулой  $q = \mu s 2g \Delta H$ . Для малых отверстий особенности формы не играют существенной роли, важна лишь площадь отверстия. Если ведется перекачка, то  $\rho_{\text{внут}}$  есть давление в том сечении трубопровода, в котором находится отверстие.

При истечении жидкости в остановленном нефтепроводе возьмем во внимание два случая.

Площадь настолько мала, что вытекающая жидкость не создает сколько-нибудь заметного движения и жидкость в трубе можно считать покоящейся. Для этого случая справедлива формула:

$$P_{\text{внут}} = p_y + \rho g (z - z_*).$$

Отверстие таково, что необходимо учитывать потери напора при течении жидкости слева и справа к аварийному сечению, однако разностью  $\Delta H$  внутри и вне трубы в этом сечении пренебрегать нельзя.  $q = \mu s \sqrt{2g \Delta H}$  — формула для определения расхода [1].

Неустановившиеся течения при полном заполнении сечений трубопровода жидкостью описываются дифференциальным уравнением:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial p(x, t)}{\partial t} + p_0 c^2 \frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = 0 \\ p_0 \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} = -\lambda(\text{Re}, \varepsilon) \frac{1}{d} \frac{P_0 V^2(x, t)}{2} - p_0 g \sin \alpha(x) \end{array} \right\}, \quad (3)$$

где  $\Delta p$  — давление;  $v$  — скорость истечения;  $-\lambda(\text{Re}, \varepsilon)$  — число Рейнольдса;  $g$  — ускорение свободного падения.

Труба 720 мм, площадь отверстия  $\omega = 1 \text{ см}^2$ , коэффициент вязкости нефти  $\nu = 1 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2/\text{с}$ , давление в начале участка  $P' = 40 \cdot 10^5 \text{ Па}$ , гидравлический уклон  $i = 0,006$ , глубина заложения нефтепровода



$hT = 3$  м, плотность нефти  $\rho = 900$  кг/м<sup>3</sup>, расстояние от АК до места повреждения  $x^* = 500$  м.

Произведем теоретический расчет расхода через отверстие.

Вычислим эквивалентный диаметр отверстия:

$$d_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{4\omega}{\pi}} = 1,13 \text{ см.}$$

Перепад напора в точке истечения будет равен:

$$h^* = 40 \cdot 10^5 / (900 \cdot 9,81) - 0,006 \cdot 30000 - 3 = 270 \text{ м.}$$

Вычислим число Рейнольдса:

$$\text{Re} = 1,13 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{2 \cdot 9,81 \cdot 270}{10^{-5}}} = 8,22 \cdot 10^{-5}.$$

Коэффициент расхода:

$$\mu = 0,592 + 5,5\sqrt{8,22 \cdot 10^4} = 0,61.$$

Расход через отверстие равен:

$$Q_1 = 0,61 \cdot 10^{-4} \sqrt{2 \cdot 9,81 \cdot 270} = 4,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3/\text{с.}$$

Данное решение показывает, что акустический датчик способен уловить данное истечение нефти на расстоянии 500 метров при большом расходе через малое отверстие.

Изготовленная установка (рисунок 1) представляет собой уменьшенную копию нефтепровода и запорной арматуры с камерой пуска-приема снаряда очистного диагностического. Макет изготовлен из стали марки 09Г2С (изготавливаются трубы для нефтепроводов). В макете установлен датчик давления, два игольчатых крана для имитации аварийной утечки или открытия запорной арматуры, подготовлена площадка — «ковёр» для установки акустического датчика.

Был проведен эксперимент, чтобы определить диапазон утечек. Методика эксперимента выглядит следующим образом: выбран датчик для измерения звуковой волны (датчик звука на микросхеме LM 393, в основе функционирования которого используется принцип действия звуковых колебаний на мембрану микрофона. Колебания внутренней мембраны производят электрические колебания), который подключен к цифровому осциллографу. Затем в камеру с помощью компрессора закачивается воздух под давлением в диапазоне от 0 до 6 МПа. Игольчатый кран размечен соответствующими значениями в миллиметрах для отслеживания диаметра отверстия. Осциллограф считывает спектры появившегося «шума».



Рисунок 1 — Макет магистрали нефтепровода с запорной арматурой

Изготовленный макет полностью удовлетворяет заданным требованиям. С его помощью были получены экспериментальные данные по утечкам, а также протестирован акустический датчик. По снятым параметрам (рисунок 2) можно заметить, что в диапазоне 0–6 кГц для разных диаметров отверстий происходят характерные всплески в спектральной области, это свидетельствует о том, что происходит утечка из трубопровода.

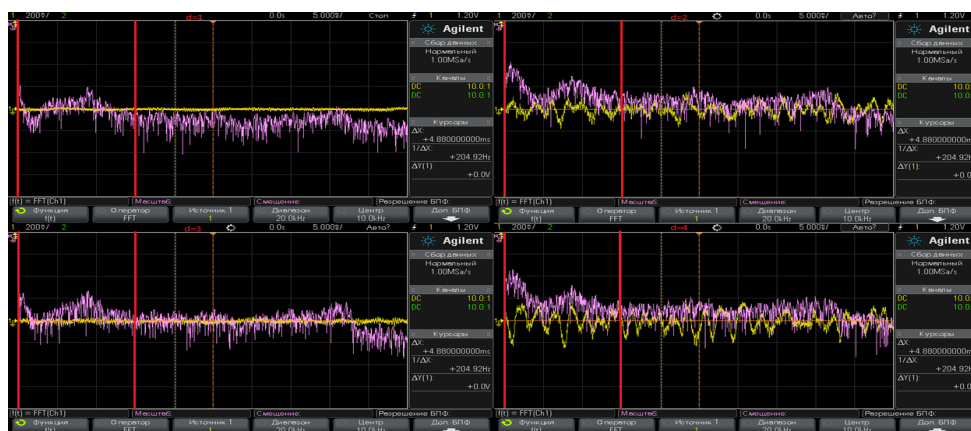


Рисунок 2 — Спектр сигнала при отверстиях  $d = 1, 2, 3, 4$  мм

### Список использованной литературы

1. Трубопроводный транспорт нефти и газа / Р.А. Алиев, В.Д. Белоусов, А.Г. Немудров [и др.]. М. : Недра, 1988. 368 с.

---

*Аржевикин Иван Викторович – управление по организации производства (сборочно-монтажный цех, участок сборки и настройки электроники), АО «Транснефть-Диаскан», инженер-электроник, 140501, г. Луховицы, Московская область, ул. Куйбышева, 7. E-mail: ArzhevikinIV@ctd.transneft.ru.*

*Захаров Фёдор Николаевич – заведующий лабораторией, научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.*

### **Layout of the Oil Pipeline Line for Testing Leak Detection Systems**

*A model of the oil pipeline was developed to study the nature of leaks and unauthorized tie-ins. Research was carried out at the stand. The spectral characteristics of the noise are obtained.*

**Key words:** *oil pipeline, leaks, development, detection methods, non-destructive testing.*

*Arzhevikin Ivan Viktorovich – Transneft-Diascan JSC, production management department (assembly and assembly shop, electronics assembly and adjustment area), electronic engineer, 140501, Lukhovitsy, Moscow region, st. Kuibyshev, 7. E-mail: ArzhevikinIV@ctd.transneft.ru.*

*Zakharov Fedor Nikolaevich – Head of Laboratory, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.*

**УДК 535.372**

**И.В. Аржевикин, Ф.Н. Захаров**

### **АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ УТЕЧЕК НЕФТИ**

*Спроектирован и изготовлен комплекс для обнаружения утечек нефти. Исследованы методы контроля целостности трубопроводов. Экспериментальным путем получены характеристики шумов, возникающих при утечке. Использован эффект люминесценции нефти.*

**Ключевые слова:** *интеллектуальные системы, аппаратный комплекс, магистральный нефтепровод, электроника, спектры, контроль целостности трубопроводов, люминесценция нефти, ультрафиолетовое излучение.*

Трубопроводный транспорт нефти на сегодняшний день — это самый безопасный вид её транспортировки. Из-за огромного количества трубопроводов встает вопрос об их безопасной эксплуатации. Для транспортировки нефти и нефтепродуктов используются металлические трубопроводы. Трубы подвержены влиянию физических процессов, таких как старение и усталость металла, из-за чего повышается риск возникновения аварий, утечек, которые могут привести к загрязнению экологии.

Для обнаружения утечек используются датчики давления на магистральной части и акустические датчики на пуско-приемных камерах и переходах.

Анализ существующих методов целостности трубопроводов показал, что необходима разработка более совершенного метода обнаружения утечек. Работа акустического датчика основывается на регистрации сигналов акустической эмиссии. Такие акустические детекторы работают со специфическими особенностями: частые ложные срабатывания. Из-за того, что частотный диапазон принимаемых акустических сигналов очень широкий, и происходят ложные срабатывания. Основной причиной ложных срабатываний является изменение погодных условий.

Цель работы — проанализировать причины ложных срабатываний и разработать аппаратный комплекс.

Для исследований утечек нефти спроектирована и сконструирована уменьшенная копия магистрали нефтепровода с запорной арматурой. В ней установлен датчик давления, два игольчатых крана (для имитации аварийной утечки). Методика эксперимента заключается в следующем: в «магистраль» закачивается воздух под давлением до 6 МПа и в процессе открытия «запорной арматуры» с помощью высокочувствительного микрофона, который подключен к осциллографу, считываются спектры появившегося акустического «шума». В эксперименте было зафиксировано, что в диапазоне 0–6 кГц для диаметров отверстий от 1 до 4 мм происходят всплески в спектральной области. Ложные срабатывания можно отфильтровать фильтром нижних частот с верхней частотой 6 кГц. Вследствие высоких шумовых помех проблема не решится полностью, следовательно, акустическая система будет включена в состав нового комплекса.

Люминесценция нефти — способность нефти светиться в ультрафиолетовых лучах. Цвет и яркость зависят от качественного и количественного состава нефти. Люминесценция используется для обнаружения малых количеств нефти и оценки ее общего характера. При разработке устройства был проведен эксперимент: емкость, наполненная нефтью, облучалась ультрафиолетовой диодной лампой. Для опыта использовались светодиоды серии 5050. Происходит свечение нефти (зеленый, болотный цвет — диапазон 500–565 нм), фотодиод принимает сигнал, к фотодиоду был подключен мультиметр,

с помощью которого при засветке нефти ультрафиолетовой лампой были сняты данные изменения фототока на элементе. Сборка системы была выполнена следующим образом: по рассчитанным параметрам были выбраны необходимые компоненты, составляющие данное устройство (фотодиод ФД 265А, SMD-светодиод 5050, резистор 4,7 кОм, потенциометр, кнопка включения) (рисунок 1). Работа прибора, определение уровней принимаемого сигнала, обработка осуществлялась с помощью Arduino Uno, построенного на базе процессора АТmega328.

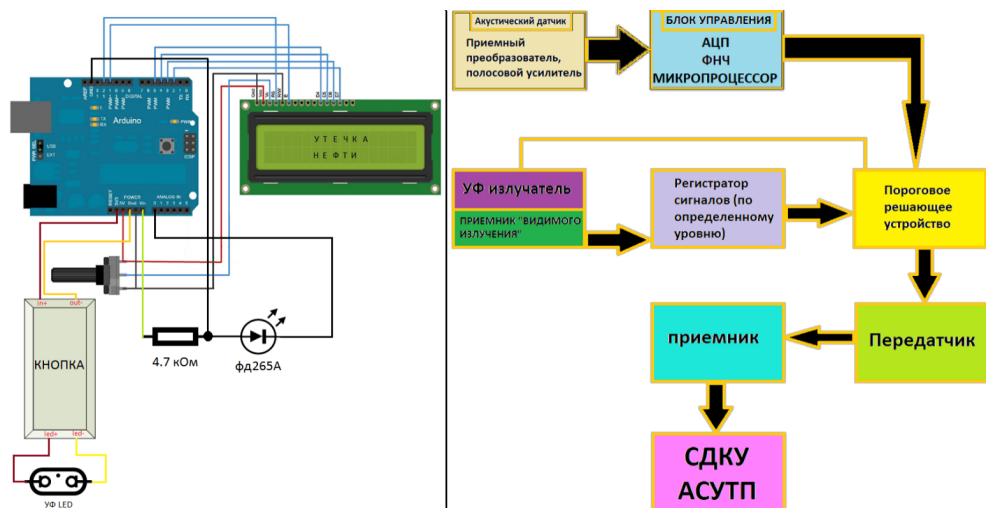


Рисунок 1 — Структурная схема системы люминесценции (слева) и функциональная схема объединённой системы обнаружения утечек (справа)

При расчете показателей надежности была определена вероятность безотказной работы  $P(t) = 0,85$ , время наработки на отказ составило  $T_0 = 5000$  ч.

### Список использованной литературы

Аммосов И.И., Бабинкова Н.И. Применение люминесцентного метода для характеристики свойств ископаемых углей // Изв. АН СССР, Отд. техн. наук. 1951. № 3. С. 341–349.

*Аржевикин Иван Викторович – АО «Транснефть-Диаскан», управление по организации производства (сборочно-монтажный цех, участок сборки и настройки электроники), инженер-электроник, 140501, г. Луховицы, Московская область, ул. Куйбышева, 7. E-mail: ArzhevikinIV@ctd.transneft.ru.*

*Захаров Фёдор Николаевич – заведующий лабораторией, научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.*

### **Hardware Complex for Detecting Oil Leaks**

*A complex for oil leak detection was designed and manufactured. Methods for monitoring the integrity of pipelines have been investigated. The characteristics of the noise arising from leakage have been obtained experimentally. The effect of luminescence of oil is used.*

***Key words:** intelligent systems, hardware complex, oil trunk pipeline, electronics, spectra, pipeline integrity monitoring, oil luminescence, ultraviolet radiation.*

*Arzhevikin Ivan Viktorovich – Transneft-Diascan JSC, production management department (assembly and assembly shop, electronics assembly and adjustment area), electronic engineer, 140501, Lukhovitsy, Moscow region, st. Kuibyshev, 7. E-mail: ArzhevikinIV@ctd.transneft.ru.*

*Zakharov Fedor Nikolaevich – Head of Laboratory, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.*

**УДК 621.391.7:383.523**

**С.И. Разгуляев, В.Е. Филагова, А.С. Задорин**

### **МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА ПО ПРОТОКОЛУ BB84**

*Отмечаются возможности каналов оптической связи для построения систем квантового распределения ключей (СКРК). Предложена программная Matlab-Simulink – модель такой системы на основе однокубитового протокола BB84.*

***Ключевые слова:** протокол BB84, квантовое распределение ключей.*

Одной из главных проблем создания защищенного канала связи на основе криптографических протоколов является проблема безусловной защищенности систем распределения криптографических ключей между удаленными пользователями [1]. Наиболее совершенными здесь являются системы квантового распределения ключей (СКРК) [2].

Протокол BB84 считается в наибольшей степени изученным, а также наиболее простым с целью построения КРК. Структурная схема данной системы показана на рисунке 1. Так, на первоначальном этапе импульсы сигнала передаются по квантовому каналу (КК) между легитимными пользователями А (ПА) и Б (ПБ), в ПОМ выполняется приготовление, а в КУ — кодирование состояний, далее в ДУ выполняется декодирование, а в ПрОМ — детектирование. Затем информацию о базисе, который использовался для кодирования, легитимные пользователи передают друг другу по классическому каналу, при этом не раскрывая состояния. Так же считается, что злоумышленник может прослушивать классический канал, но не имеет возможности вносить какие-либо изменения в данные, которые будут переданы по этому каналу, а при перехвате информационных посылок из квантового канала будут возникать дополнительные ошибки [1–5].

Сторона ПА случайно изменяет состояния сформированных ею кубитов  $mA$  в каждом такте последовательности, именно на этом основан механизм защиты. Альтернативные состояния базиса  $|0\rangle - |1\rangle$  и  $|0'\rangle - |1'\rangle$  для различных интервалов времени  $mA$  развернутыми относительно друг друга на фиксированный угол  $\varphi = 45^\circ$ . В общем поведение стороны ПБ ориентировано на проведение проекционных измерений кубитов (измерений фон Неймана), т.е. измерений, которые выполнены с четким исходом, а также при которых А представлен проектором  $i$ -го кубита из  $mA$  на кет-векторы соответствующего вычислительного базиса (рисунок 2). С целью этого при приготовлении  $mA_i$  в любом из альтернативных базисов  $|0\rangle - |1\rangle$  или  $|0'\rangle - |1'\rangle$  один из коэффициентов  $\alpha, \beta$ , в зависимости от того, какое значение символа было передано (0 или 1), всегда обращается в ноль.

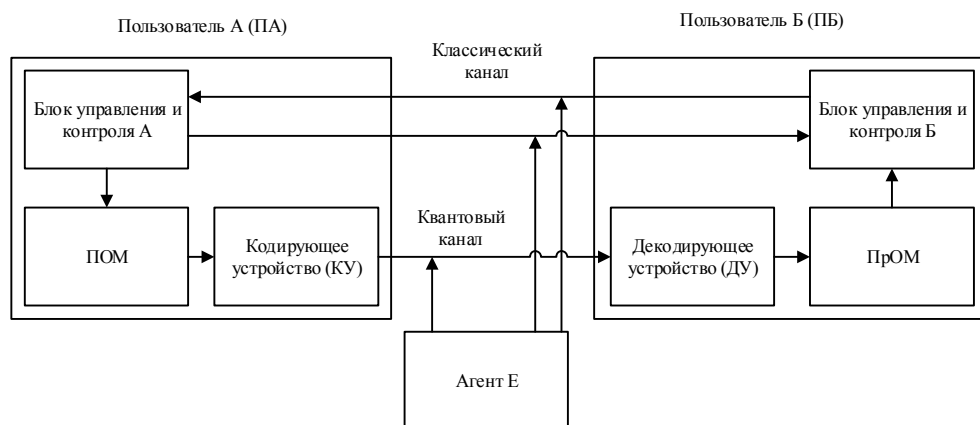


Рисунок 1 — Структурная схема СКРК

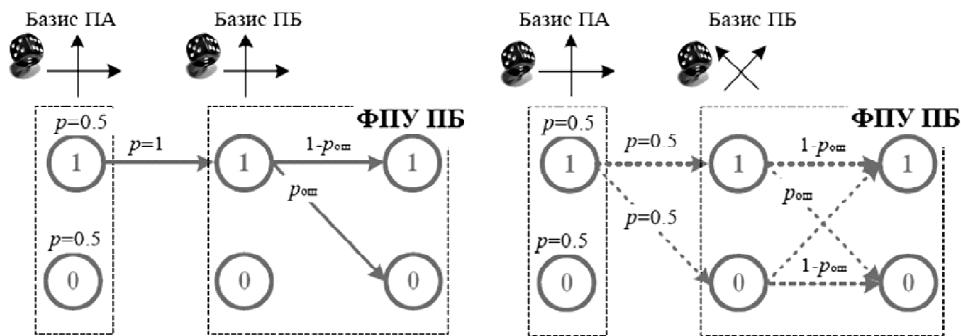


Рисунок 2 — Граф четких измерений поляризационных кубитов в СКРК BB84 в условиях приема символа 1

Для проведения проекционных измерений последовательности  $m_A$ , которая поступает из квантового канала, стороной ПБ формируется другая случайная последовательность  $m_B$ . Поскольку  $m_A$  и  $m_B$  некоррелированы, то среднее число совпадений вычислительного и измерительного базисов допустимо для половины элементов, из которых создается ключевая последовательность  $k_{AB}$ . В противоположном случае оба коэффициента  $\alpha$  и  $\beta$  измеряемого кубита  $m_{Ai}$  не равны нулю, следовательно, безошибочное копирование кубитов в этих условиях невозможно. Этот вывод согласуется с теоремой о запрете клонирования, которая в свою очередь ограничивает результаты успешной атаки нелегитимного пользователя  $E$  на канал связи [3] (рисунок 3). Поэтому перспективы эффективного копирования ключевой последовательности  $m_K$  пользователем  $E$  связаны лишь с тем, что программно-аппаратное обеспечение СКРК несовершенно. Одним из основных показателей такого рода обычно является уровень ошибок, теоретический предел которых не должен превышать 11% [2].

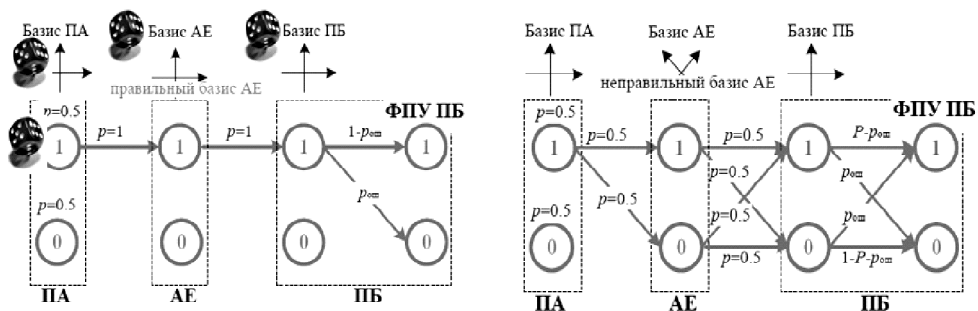


Рисунок 3 — Граф четких измерений поляризационных кубитов в СКРК BB84 в условиях приема символа 1 и присутствия АЕ



Далее подробно рассматривается симуляционная Matlab-Simulink — модель СКРК по протоколу BB84, а также результаты ее работы.

На рисунке 4 изображена схема Matlab-Simulink [43] модели СКРК по протоколу BB84.

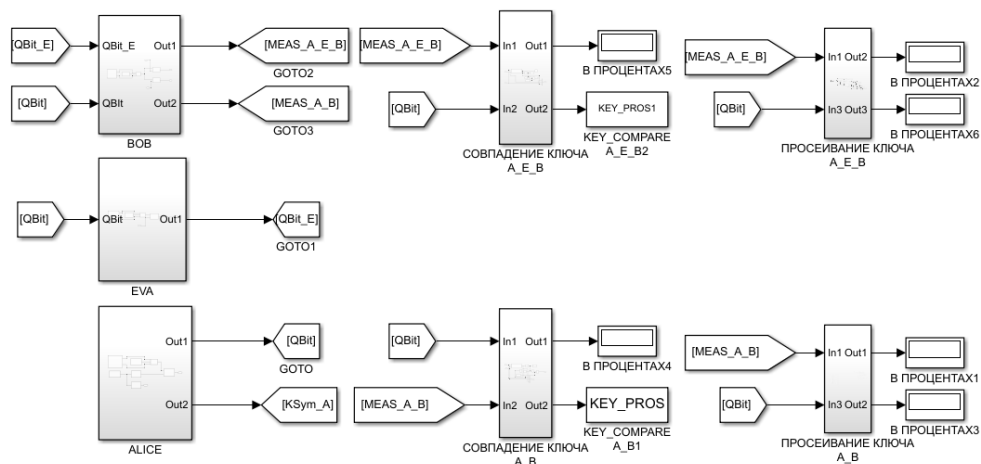


Рисунок 4 — Matlab-Simulink модель СКРК по протоколу BB84

Схема на рисунке 4 включает в себя схему, которая работает в соответствии с алгоритмом протокола BB84. В данной схеме реализована работа протокола BB84 как с отсутствующим нелегитимным пользователем, так и с его наличием.

На рисунке 5 биты, отмеченные нулями (5-й столбец), показывают, какие из них при сравнении переданной и принятой последовательностью не совпали. Единицами отмечены те, которые совпали.

На рисунке 6 биты, отмеченные двойками, отбрасываются в результате переговоров легитимных пользователей.

Далее необходимо выполнить коррекцию ошибок. Результаты коррекции ошибок приведены на рисунке 7.

После коррекции ошибок легитимные пользователи имеют одинаковые ключи, при помощи которых можно шифровать и дешифровать информацию.

Описанная выше программная Matlab-Simulink — модель СКРК по протоколу BB84 планируется к внедрению в учебный процесс в качестве основы одной из лабораторных работ по теме «Квантовые вычисления» курса «Системы и устройства микроволновой радиотоники».

0	0.7071	0.7071	0.7071	0.7071	1
1	0	1	0	1	1
2	1	0	-0.7071	0.7071	0
3	-0.7071	0.7071	-0.7071	0.7071	1
4	1	0	-0.7071	0.7071	0
5	0	1	0.7071	0.7071	0
6	1	0	-0.7071	0.7071	0
7	0.7071	0.7071	0	1.0000	0
8	0	1	0	1	1
9	1	0	1	0	1
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	0	1
12	1	0	1	0	1
13	0	1	0	1	1
14	-0.7071	0.7071	-0.7071	0.7071	1
15	-0.7071	0.7071	1.0000	0	0
16	1	0	1	0	1
17	0.7071	0.7071	0.7071	0.7071	1
18	0.7071	0.7071	0	1.0000	0
19	-0.7071	0.7071	-0.7071	0.7071	1

0	2	2	0.7071	0.7071
1	0	1	0	1
2	2	2	1	0
3	2	2	-0.7071	0.7071
4	2	2	1	0
5	2	2	0	1
6	2	2	1	0
7	0	1.0000	0.7071	0.7071
8	0	1	0	1
9	1	0	1	0
10	1	0	1	0
11	1	0	1	0
12	1	0	1	0
13	0	1	0	1
14	2	2	-0.7071	0.7071
15	1.0000	0	-0.7071	0.7071
16	1	0	1	0
17	2	2	0.7071	0.7071
18	0	1.0000	0.7071	0.7071
19	2	2	-0.7071	0.7071

Рисунок 5 — Совпадение битовой последовательности между легитимными пользователями

Рисунок 6 — Результаты переговоров легитимных пользователей

0	2	2	0.7071	0.7071
1	0	1	0	1
2	2	2	1	0
3	2	2	-0.7071	0.7071
4	2	2	1	0
5	2	2	0	1
6	2	2	1	0
7	0.7071	0.7071	0.7071	0.7071
8	0	1	0	1
9	1	0	1	0
10	1	0	1	0
11	1	0	1	0
12	1	0	1	0
13	0	1	0	1
14	2	2	-0.7071	0.7071
15	-0.7071	0.7071	-0.7071	0.7071
16	1	0	1	0
17	2	2	0.7071	0.7071
18	0.7071	0.7071	0.7071	0.7071
19	2	2	-0.7071	0.7071

Рисунок 7 — Результаты коррекции ошибок

### Список использованных источников

1. Кронберг Д.А., Ожигов Ю.И., Чернявский А.Ю. Квантовая криптография : учеб.-метод. пособие. М. : Макс Пресс, 2011. 112 с.

2. Имре Ш., Балаж Ф. Квантовые вычисления и связь // Инженерный подход. М. : Физматлит, 2008. 320 с.

3. Bennett C.H. Quantum cryptography using any two nonorthogonal states // Phys. Rev. Lett. 1992. Vol. 68. P. 3121.

4. Leeson D.B. A simple model of the feedback oscillator noise spectrum // Proceedings of the IEEE. 1966. Vol. 54, no 2. P. 329–330.

5. Yao X.S. Optoelectronic oscillator for photonic systems // IEEE Journal of Quantum Electronics. 1996. Vol. 32, N 7. P. 1141–1149.

---

*Разгуляев Сергей Игоревич – студент группы 148-М1, кафедры радиоэлектроники и систем связи, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: Sergeant\_96@mail.ru.*

*Филатова Валерия Евгеньевна – студент группы 1А9-М, кафедры радиоэлектроники и систем связи, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: valeriyafilatova43625372@gmail.com.*

*Задорин Анатолий Семенович – профессор, кафедра радиоэлектроники и систем связи, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: anatoly.zadorin@rzi.tusur.ru.*

### **Model of a Quantum Key Distribution System Using the BB84 Protocol**

*The possibilities of optical communication channels for constructing systems of quantum key distribution (SCRC) are noted. The software Matlab-Simulink is proposed - a model of such a system based on the one-qubit protocol BB84.*

**Keywords:** Protocol BB84, quantum key distribution.

*Razgulyaev I. Sergey – student of group 148-M1, Department of Radio Electronics and Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 40 Lenina Ave., Tomsk, 634050 Russia; e-mail: Sergeant\_96@mail.ru.*

*Filatova E. Valeria – student of group 1A9-M, Department of Radio Electronics and Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634050 Russia; e-mail: valeriyafilatova43625372@gmail.com.*

*Zadorin S. Anatoly – Professor, Department of Radio Electronics and Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634050 Russia; e-mail: anatoly.zadorin@rzi.tusur.ru.*

В.А. Шамин, А.А. Чусов

## АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ РОТАЦИОННЫХ МЕТОДОВ CORDIC ДЛЯ ЧИСЛЕННОЙ АППРОКСИМАЦИИ СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА ЧИСЛАМИ С ПЛАВАЮЩЕЙ ТОЧКОЙ

*В статье рассматриваются особенности арифметики с плавающей точкой для численного приближения сигналов, подвергаемых цифровой обработке при передаче данных, приведен анализ точности приближения с помощью арифметики с плавающей точкой, экспериментально выполнена оценка точности итерационного метода CORDIC для аппроксимации тригонометрических функций, а также методы численной оценки точности приближения.*

**Ключевые слова:** арифметика с плавающей точкой, численные методы, аппроксимация, ULP, ошибка, CORDIC.

### 1 Формат с плавающей точкой

Числа с плавающей точкой — экспоненциальная форма представления действительных чисел, которая является компромиссом между точностью и диапазоном принимаемых значений.

Число с плавающей точкой состоит из набора отдельных разрядов, условно разделенных на знак, порядок (показатель степени) и мантиссу. Знак мантиссы указывает на принадлежность числа к множеству положительных или отрицательных. Мантисса выражает значение числа без учёта порядка и представляет собой целое число фиксированной длины. Порядок выражает степень основания числа, на которое умножается мантисса.

В системе с плавающей точкой с базой  $b$ , точностью мантиссы  $p$  и диапазоном экспоненты  $E_{\min} \dots E_{\max}$  действительное число  $x$  может быть представлено в виде мантиссы  $M_x = x_0, x_1, x_2, \dots, x_{p-1}$ , которая представляет собой  $p$ -значное число в  $b$  системе исчисления, удовлетворяющее условию  $0 \leq M_t < b$  [2, 3].

Формально это записывается как:

$$x = (-1)^{S_x} M_x B^{E_x},$$

где  $S_x = \pm 1$  — знак;  $B$  — основание;  $E_x$  — порядок;  $E_{\min} \leq E_x \leq E_{\max}$ ;  $M_x$  — мантисса.

Основание определяет систему счисления разрядов. Математически доказано, что числа с плавающей запятой с базой  $B = 2$  (двоичное представление) наиболее устойчивы к ошибкам округления [1].

Одно и то же число может иметь несколько представлений, однако обычно числа с плавающей точкой принято представлять в нормализованном виде, как показано на рисунке 1. Неявную единицу не нужно хранить в памяти, что экономит один бит и обеспечивает уникальность представления числа.

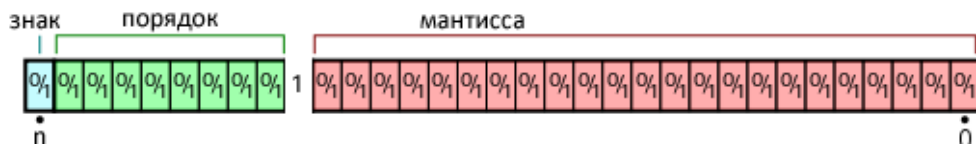


Рисунок 1 — Нормализованное представление чисел с плавающей точкой

## 2 Источники ошибки при машинных вычислениях

Любые вычисления выполняются с определенным количеством значащих цифр, внося таким образом ошибку округления, которая будет накапливаться в процессе вычислений.

Машинное число представляет собой такое число, которое может быть точно представлено при помощи формата с плавающей точкой. В общем случае результат той или иной арифметической операции с двумя машинными числами не является машинным числом и подвергается округлению [2].

При выполнении  $N$  одинаковых операций среднее значение суммарной ошибки превышает значение единичной примерно в корень из  $N$  раз. Таким образом, при отсутствии систематических причин случайное накопление ошибки не будет являться существенным [3].

Систематические причины могут возникнуть, если алгоритм работает с вычитанием близких по величине чисел, так как значимые разряды могут быть утеряны, что может привести к существенному увеличению относительной ошибки. Либо при работе с очень большими величинами, поскольку арифметика с плавающей запятой не ассоциативна, то есть:

$$(ab)c \neq a(bc).$$

А в следствие того, что всем десятичным числам необходимо двоичное представление с плавающей точкой, возникает ошибка преобразования. Например, число «0,2» представлено в виде «0,200000003» в одинарной точности. Соответственно, «0,2 + 0,2 ≈ ≈ 0,4». Возможно, абсолютная погрешность в отдельном данном случае незначительна, однако при использовании числовых констант, например в цикле, накопленная погрешность может существенно возрасти.

### 3 Определение точности

Поскольку вычислениям с плавающей запятой присущи ошибки, важно иметь способ их измерения.

ULP (Unit in the Last Place) или единица наименьшей точности — интервал между двумя машинными числами, то есть значение последней значащей цифры мантиссы числа  $x$ . Если  $x = \pm x_0, x_1 x_2 \dots x_{p-1} \times B^{E_x}$ , тогда  $ulp(x) = B^{E_x - p + 1}$ .

Ошибка округления некоторого действительного числа  $x$  до ближайшего представления с плавающей запятой  $\tilde{x}$ , выраженная в ULP, выражается следующим образом [1]:

$$\text{Error} = \left| \tilde{x}_0 \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \dots \tilde{x}_{p-1} - \left( \frac{x}{B^{E_x}} \right) \right| \cdot B^{p-1} ulp.$$

Существует другое определение ULP, данное Джоном Харрисоном: если  $x$  лежит в интервале между двумя следующими друг за другом конечными числами с плавающей точкой  $a$  и  $b$ , при этом  $x \neq a$  и  $x \neq b$ , тогда  $ulb(x) = |a - b|$ , в противном случае  $ulb(x)$  будет интервал между двумя конечными числами с плавающей запятой ближайших к  $x$ .

Преимущество такого определения заключается в том, что во всех случаях округление до ближайшего соответствует ошибке не более половины ULP от действительного значения [1, 2].

Другой способ измерить отличие действительного числа от машинного — аппроксимация относительной ошибки, которая представляет собой отношение разности машинного и действительного числа к действительному [1, 3].

Когда действительное число округляется до ближайшего, относительная ошибка, соответствующая  $0,5 ulp$ , находится в пределах между  $(B/2)B^{-p} \cdot B^E / B^E$  и  $(B/2)B^{-p} \cdot B^E / B^{E+1}$ . Таким образом:

$$\frac{1}{2} B^{-p} \leq \frac{1}{2} ulp \leq \frac{B}{2} \cdot B^{-p}.$$

В этом случае относительная ошибка всегда ограничена машинной эпсилон (machine epsilon), которая является числовым значением, меньше которого невозможно задавать относительную точность для любого алгоритма, возвращающего вещественные числа. Формально машинная эпсилон обычно определяется как минимальное из чисел  $\varepsilon$ , для которого  $1 + \varepsilon > 1$  при машинных расчетах с числами данного типа, и описывается выражением [1]:

$$\varepsilon = \frac{B}{2} \cdot B^{-p}.$$

Практическая важность машинного эпсилон связана с тем, что два (отличных от нуля) числа являются одинаковыми с точки зрения машинной арифметики, если их относительная разность по модулю меньше машинного эпсилон.

Используя  $\varepsilon$ , можно выразить относительную ошибку  $\delta$ , избежав при этом очень малых значений:

$$\delta\varepsilon = \delta / \varepsilon .$$

#### 4 Исследование CORDIC

Метод CORDIC позволяет аппроксимировать (ко-)синусоидальные сигналы с хорошо прогнозируемой точностью. Метод заключается в циклическом повороте на заранее рассчитанную последовательность углов до тех пор, пока не удастся достичь требуемой точности.

Поворот осуществляется путем домножения исходного вектора  $v_0$  на матрицу поворота  $R_i$ :

$$R_i = \begin{pmatrix} \cos \beta_i & -\sin \beta_i \\ \sin \beta_i & \cos \beta_i \end{pmatrix}.$$

Экспериментально выполнен анализ точности метода CORDIC в зависимости от количества итераций измерением относительной ошибки, а также ошибки, выраженной в ulp. На рисунке 2 представлены результаты измерения относительной ошибки для углов 31 и 61 градус на основе последовательностей [4] и [5]. Видно, что точность линейно возрастает (спад относительной ошибки) непосредственно с увеличением числа итераций.

#### Список использованной литературы

1. Goldberg D. What Every Computer Scientist Should Know About Floating-Point Arithmetic // ACM Computing Surveys. 1991, March. Vol 23, no 1.
2. Muller J.M. Elementary functions: algorithms and implementation // QA331.M866. 2005.
3. Калиткин Н.Н. Численные методы. СПб. : БХВ-Петербург, 2011.
4. A019929 – The Online Encyclopedia of Integer Sequences. Режим доступа: <http://oeis.org/A019929> (дата обращения: 19.08.2020).
5. A019959 – The Online Encyclopedia of Integer Sequences. Режим доступа: <http://oeis.org/A019959> (дата обращения: 19.08.2020).

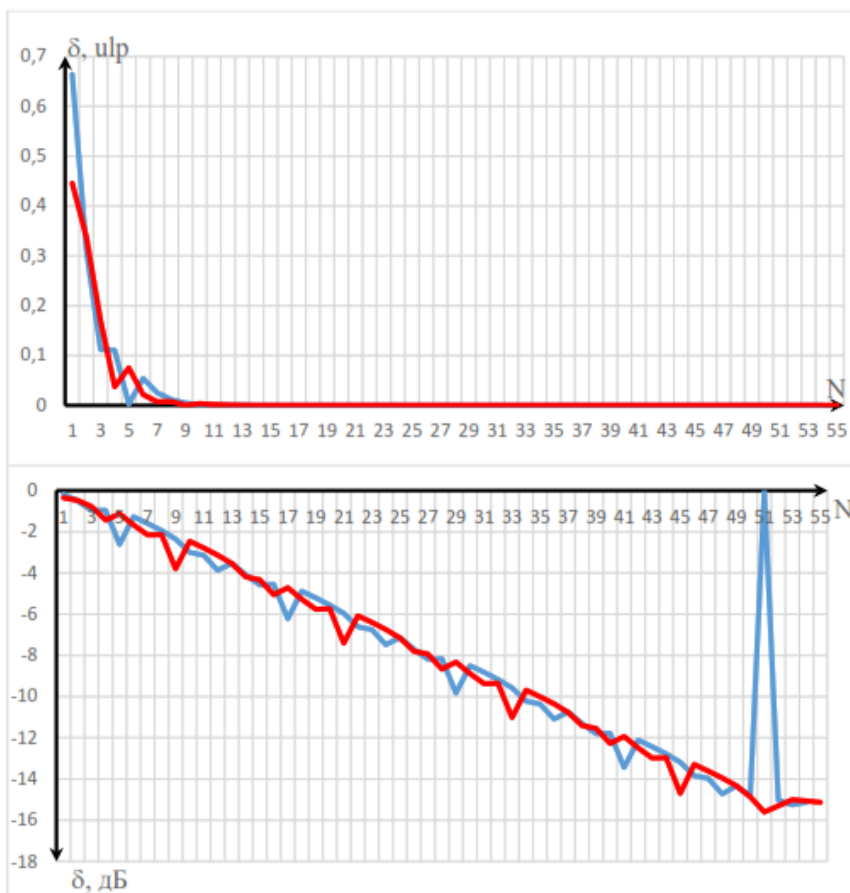


Рисунок 2 — Линейная (сверху) и логарифмическая (снизу) зависимость относительной ошибки округления при аппроксимации (ко-)синусоидальной функции углов  $31^\circ$  (синяя кривая) и  $61^\circ$  (красная)

*Шамин Виктор Александрович – студент, кафедра электроники и средств связи, Дальневосточный федеральный университет, 690922, г. Владивосток, поселок Аякс, 10, email: shamin.va@students.dvfu.ru.*

*Чусов Андрей Александрович – кандидат технических наук, доцент, кафедра электроники и средств связи, Дальневосточный федеральный университет, 690922, г. Владивосток, поселок Аякс, 10, email: chusov.aa@dvfu.ru.*

### **Accuracy of the CORDIC Methods for Numeric Approximation of a Sine Signal Using Floating-Point Numbers**

*The paper describes usage of floating-point arithmetic for numerical approximation of signals for digital signal processing and transmission. This includes analysis of accuracy of the approximation, its experimental assessment as applied to the CORDIC iterative algorithm used for*



*approximate evaluation of trigonometric functions and methods of numeric assessment of accuracy.*

**Key words:** *Floating-point arithmetic, numerical analysis, approximation, ULP, error, CORDIC.*

*Shamin Viktor Aleksandrovich – student, Dept. of Electronics and Communications, Far-Eastern Federal University, 690922, Vladivostok, Russia, email: shamin.va@students.dvfu.ru.*

*Chusov Andrey Alexandrovich – Ph. D., Assoc. prof., Dept. of Electronics and Communications, Far-Eastern Federal University, 690922, Vladivostok, Russia, email: chusov.aa@dvfu.ru.*

**УДК 004.627**

**А.А. Хоменко, А.А. Чусов**

## **КОМПРЕССИОННОЕ КОДИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ВИДЕО**

*Современный мир невозможно представить без информационных сетей, в которых передается большое количество данных, основную часть которых занимают растровые изображения и видео. В условиях требований к оперативности и качеству передаваемых данных есть необходимость в эффективном сжатии, поскольку необходимо экономить объём памяти передающих устройств и снижать время передачи. Для этого были разработаны различные форматы изображений и кодеки. Одни из наиболее распространённых на данный момент форматов изображений это JPEG и GIF, а видео — H.264 и MPEG-4. В них применяются различные методы компрессии информации, причём как по отдельности, так и совместно для достижения большей функциональной эффективности. Некоторые из используемых алгоритмов компрессии рассмотрены в настоящей статье.*

**Ключевые слова:** *алгоритмы сжатия, кодирование изображений и видео, кодирование источника.*

Вейвлет-кодирование основано на разложении информационного сигнала на компоненты, соответствующие различным частотам и временам, отбросу части информации с сохранением зрительно важной информации и её представлением небольшим числом коэффициентов. Разложение на компоненты осуществляется с помощью вейвлетов, а удаление информации — путём грубого квантования или обнуления компонент вейвлет-преобразования, причём с минимальными искажениями изображения. То есть происходит фильтрация, которая делит

сигнал на две составляющие: высокочастотную (второстепенные детали и шумы) и низкочастотную (градации яркости). Обе из этих частей также можно разделять последующими итерациями фильтрования, достигая сколь угодно высокого разрешения по времени и частоте. В наиболее простом случае достаточно удалить часть высокочастотных компонент. Этого можно добиться, используя вейвлеты Хаара и вейвлеты Добеши.

Родительская функция

$$\psi(x) = \begin{cases} 1, & 0 \leq x < 1/2 \\ -1, & 1/2 \leq x < 1 \\ 0, & x \notin [0, 1) \end{cases}$$

вейвлета Хаара с нулевым значением интеграла  $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(x) dx = 0$  определяет детали сигнала и задается формулой. А масштабирующая функция

$$\varphi(x) = \begin{cases} 1, & 0 \leq x < 1 \\ 0, & x \notin [0, 1) \end{cases}$$

с единичным значением интеграла  $\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(x) dx = 1$  определяет грубое приближение сигнала.

Вейвлеты Хаара обладают следующими преимуществами. Они просты в применении и имеют низкие требования к вычислительным ресурсам, что позволяет использовать их в реальном времени. В результате их применения формируется значительное количество нулевых коэффициентов, в связи с этим можно увеличить степень сжатия.

Для построения вейвлетов Добеши применяются уравнение растяжения и вейвлет-уравнение, которые соответственно имеют вид:

$$\varphi(t) = \sqrt{2} \sum_k h_k \varphi(2t - k); \quad \psi(t) = \sqrt{2} \sum_k g_k \psi(2t - k), \quad (1)$$

где  $h_k$  и  $g_k$  — это коэффициенты преобразования.

Вейвлеты Добеши обладают следующими преимуществами. В результате их применения образуется количество нулевых коэффициентов большее, чем при использовании вейвлетов Хаара, что позволяет сжать изображение ещё больше. Немаловажным свойством является меньшее количество артефактов, возникающих при сжатии.

После вейвлет-фильтрации (рисунок 1) к выходному потоку информации применяются методы энтропийного кодирования, рассмотренные ниже.

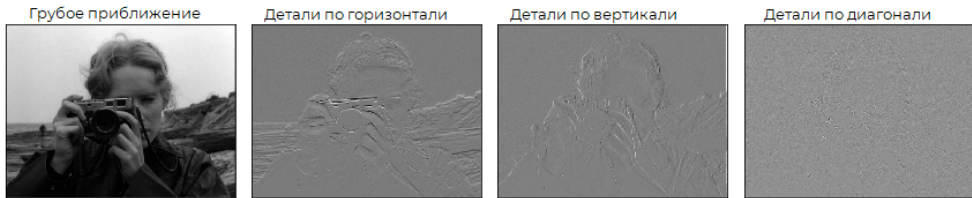


Рисунок 1 — Результат вейвлет-фильтрации изображения

Метод Хаффмана — это алгоритм кодирования, основная идея которого заключается в том, чтобы наиболее вероятные символы алфавита кодировать наиболее короткими кодами. Рассмотрим действие алгоритма на примере кодирования строки «АВАССАДАС», каждый знак которой занимает 1 байт, вся строка будет занимать 9 байт, что равно 72 битам. В соответствии с частотами появления символов в строке или вероятностным распределением символов алфавита с источника каждый символ источника ассоциируется с некоторым весом коэффициентом. Например, полуадаптивный кодер Хаффмана ассоциирует веса, равные частотам символов в строке: для А — 4, для В — 1, для С — 3, для D — 1. Далее строится дерево.

Во-первых, выбираются 2 наименьших по весу символа, в первой итерации таковыми являются В и С. Во-вторых, строится родительский узел, которому назначается суммарный вес. В-третьих, родительский узел добавляется в список свободных узлов, а потомки удаляются. В-четвёртых, назначается одной дуге, выходящей из родителя, 0 бит, а другой 1 бит. Далее описанные шаги производятся до того момента, пока не останется 1 свободный узел.

В результате каждому символу соответствует свой уникальный код: А — 0, В — 111, С — 10, D — 110. Теперь вместо каждой буквы подставляется её кодовое значение, и в результате получается следующий код: 01110101 00110010, его объём равен 16 битам. Метод показывает высокое быстродействие и является оптимальным для раздельного кодирования несвязных символов. Данный вид кодирования применяется в стандартах сжатия видео MPEG-4, H.264 и стандарте сжатия изображений JPEG.

Арифметическое кодирование — этот алгоритм основан на преобразовании исходной последовательности в число из интервала  $[0, 1)$ , которое чётко определяет эту последовательность и его кодирование. Рассмотрим действие алгоритма на примере той же входной строки, которая кодировалась выше методом Хаффмана. Частоты каждого из символов выразим их долей в исходной строке из девяти символов: для А, В, С, D эти частоты будут соответственно равны:  $p_A = 0,44$ ,  $p_B = 0,11$ ,  $p_C = 0,33$  и  $p_D = 0,11$ . В случае неадаптивных алгоритмов вместо частот используются вероятности появления символов из ис-

точника сообщений. Алгоритм арифметического кодирования следующий. Во-первых, рассматривается на координатной прямой рабочий отрезок  $[0; 1)$ . Во-вторых, на отрезке располагаются точки так, что длина отрезков будет равна вероятности появления символа и каждый отрезок соответствует одному символу. В-третьих, берётся кодируемый символ, для него находится соответствующий участок на рабочем отрезке. Найденный участок становится новым рабочим отрезком, его граница вычисляется по формулам (2). И так, пока во входном потоке имеются символы. Результатом кодирования будет число из конечного интервала.

$$\begin{aligned} H_{new} &= L_{old} + (H_{old} - L_{old})H_{sym}; \\ L_{new} &= L_{old} + (H_{old} - L_{old})L_{sym}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $(L_{new}; H_{new})$  — новый рабочий интервал;  $(L_{old}; H_{old})$  — старый рабочий интервал;  $(L_{sym}; H_{sym})$  — интервалы символа из таблицы.

В результате кодирования получился полуинтервал  $[0,25476775...0,254769757)$ , выберем результатом число ближе к левому значению интервала —  $0,2547678$ . Для представления полученного значения двоичным кодом с учетом того, что результат всегда будет принадлежать полуинтервалу  $[0, 1)$ , достаточно учесть только дробную часть результата, то есть число  $2547678$ . Ее целочисленное выражение в двоичном коде имеет вид  $100110110111111011110$ . Объём данной последовательности равен 22 битам. Вместо такого способа представления результата можно использовать код с плавающей точкой произвольной битовой точности. Арифметическое кодирование применяется в стандарте сжатия изображений JPEG-2000, а также в стандартах сжатия видео H.264 и MPEG-4 AVC.

LZW-кодирование — этот метод основан на формировании словаря при кодировании последовательности символов. Изначально словарь содержит последовательности в один символ каждого элемента алфавита источника сообщений. В процессе кодирования словарь дополняется встречаемыми последовательностями больших длин. Рассмотрим пример кодирования десятибайтовой строки «АВАССАДАСС», каждый знак которой занимает 1 байт, следовательно, вся строка будет занимать 10 байт, что равно 80 битам. Для кодирования воспользуемся таблицей подстановки ASCII. Кодирование производится по следующему алгоритму (все шаги продемонстрированы в таблице 1).

Во-первых, записывается последовательность. Первые 5 символов записываем в 5-символьный упреждающий буфер. А оставшиеся 5 ставим в очередь чтения. Во-вторых, рассматривается первый символ «А», записывается его значение из таблицы подстановки ASCII, и оно

переносится в словарь. Один символ из ещё непрочитанных смещается в упреждающий буфер. В-третьих, смотрим на символы потока и записываем в словарь не присутствующие в нём символы. Доходим до уже имеющегося в словаре символа «А», необходимости в его записи нет, поскольку можно указать на него ссылку в виде (смещение, количество символов), в данном случае ссылка (смещение) будет иметь вид (-2,1). Далее проделываем операцию 3, пока вся последовательность не будет записана.

Таблица 1 — Кодовая таблица

№	Словарь	Упреждающий буфер	Ещё не считанные данные	Выходные данные
0	–	ABACC	ADACC	–
1	A	BACCA	DACC	01000001
2	AB	ACCAD	ACC	01000001 01000010
3	ABA	CCADA	CC	01000001 01000010 (-2, 1)
4	ABAC	CADAC	C	01000001 01000010 (-2, 1) 01000011
5	ABACC	ADACC	–	01000001 01000010 (-2, 1) 01000011 (-1, 1)
6	ABACCA	DACC	–	01000001 01000010 (-2, 1) 01000011 (-1, 1) (-3, 1)
7	ABACCAD	ACC	–	01000001 01000010 (-2, 1) 01000011 (-1, 1) (-3, 1) 01000100
8	ABACCAD ACC	–	–	01000001 01000010 (-2, 1) 01000011 (-1, 1) (-3, 1) 01000100 (-5, 3)

По итогу работы кодера закодированная последовательность выглядит следующим образом: 01000001 01000010 (-2, 1) 01000011 (-1, 1) (-3, 1) 01000100 (-5, 3). Эту последовательность необходимо записать в двоичном виде, для того чтобы декодер различал коды из таблицы подстановки ASCII и коды, задающие ссылку в словаре, можно предварять каждый код символа ASCII битом 0, а код ссылки (пары значений ссылка-длина) — битом 1. Учитывая, что максимальное в таблице 1 равно 8 символам, а также выполняя биективное отображение множества смещений [-1, -8] на множество [0, 7], требуемое для представления смещения количество бит равно  $\lceil \log_2 8 \rceil = 3$ . Максимальная длина последовательности символов в словаре и упреждающем буфере равна 13 символам. Следовательно, требуемое для представления длины такой последовательности количество бит равно  $\lceil \log_2 13 \rceil = 4$ . В результате последовательность в двоичном представлении будет выглядеть следующим образом: 0 01000001 0 01000010

1 001 0001 0 01000011 1 000 0001 1 010 0001 0 01000100 1 100 0011, а объём сообщения будет равен 68 битам. Метод показывает высокое быстродействие и имеет простую реализацию. Данный вид кодирования применяется в форматах GIF, TIFF и PDF.

### Список использованной литературы

1. Блаттер К. Вейвлет-анализ. Основы теории. М. : Техносфера, 2006. 272 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М. : Техносфера, 2012. 1104 с.

---

*Хоменко Александр Андреевич – студент, кафедра электроники и средств связи, Дальневосточный федеральный университет, 690922, г. Владивосток, поселок Аякс, 10, email: khomenko.aan@students.dvfu.ru.*

*Чусов Андрей Александрович – кандидат технических наук, доцент, кафедра электроники и средств связи, Дальневосточный федеральный университет, 690922, г. Владивосток, поселок Аякс, 10, email: chusov.aa@dvfu.ru.*

### Source Encoding of Images and Video

*The modern world is impossible for recognizing without information networks, where a large amount of data is transmitted, part of which is occupied by raster images and video. In the requirements for the efficiency and quality of the transmitted data, there is a need for effective compression, since it is necessary to save the memory of transmitting devices and reduce transmission time. For such purposes, various image formats and codecs have been developed. Some of the most common image formats at the moment are JPEG, GIF, video formats are H.264 and MPEG-4. Methods of data compression are used in these formats, both separately and jointly to achieve greater functional efficiency. Some of these compression algorithms are discussed in this article.*

**Keywords:** *Compression algorithms, image and video encoding, source encoding.*

*Khomenko Aleksandr Andreevich – student, Dept. of Electronics and Communications, Far-Eastern Federal University, 690922, Vladivostok, Russia, email: khomenko.aan@students.dvfu.ru.*

*Chusov Andrey Alexandrovich – Ph. D., Assoc. prof., Dept. of Electronics and Communications, Far-Eastern Federal University, 690922, Vladivostok, Russia, email: chusov.aa@dvfu.ru.*

А.Ф. Ломакин, Г.А. Стеценко, Н.Е. Колесникова, Д.Е. Тихонов

## ОЦЕНКА КАЧЕСТВА SFN DVB-T2 ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОДЕЛИРОВАНИЯ

*Рассмотрены особенности одного из способов моделирования одночастотных сетей (ОЧС) DVB-T2, развернутых на ранее существующей инфраструктуре. Используемые режимы вещания DVB-T2, эффективные высоты подвеса антенн и эффективные излучаемые мощности передатчиков могут определять не только размер зоны обслуживания, но и приводить к возникновению внутри зоны обслуживания областей внутрисимвольной интерференции с пониженным качеством сигнала. Предложена имитационная модель ОЧС вещания, состоящая из четырех модулей: распространения радиоволн, передающей станции, приемной станции и геоинформационной системы. Рассматривается один из способов количественной оценки качества одночастотной сети с точки зрения ее оптимальности. Описана обобщенная схема программного комплекса, реализующего предложенный способ оценки качества сети. Работоспособность комплекса проверена по результатам моделирования одночастотной сети DVB-T2 Vladivostok, развернутой на ранее существующей инфраструктуре. В результате исследований было выявлено несоответствие используемого защитного интервала топологии исследуемой ОЧС. Поскольку этот параметр установлен единым для всех регионов России, он не может быть подходящим для географических условий Приморья.*

**Ключевые слова:** внутрисистемные помехи, ОЧС DVB-T2, модельные расчеты, защитный интервал.

### Введение

Одной из сложностей при оценке качества одночастотных сетей DVB-T2 является не только обеспечение требуемого отношения сигнал-шум в зоне обслуживания, но и контроля допустимого отклонения коэффициента битовых ошибок (BER) от порогового значения. Это требует дорогостоящих экспериментальных исследований. Поскольку запас устойчивости по коэффициенту BER зависит от выбранных при проектировании параметров вещания сети, установление единых параметров вещания для всех регионов России порождает ряд проблем при работе ОЧС на территориях со сложным рельефом [1–4]. В этих работах отмечается, что топология одночастотной сети DVB-T2, развернутой на существующей ранее инфраструктуре аналогового телевидения, может приводить к возникновению внутрисистемных помех, что требует корректировки параметров сети. Целью настоящей

работы явилось исследование одного из способов выявления проблемных областей региональной ОЧС DVB-T2 на основе ее моделирования.

### Имитационная модель сети DVB-T2

Исследование качества одночастотной сети DVB-T2 проводилось на основе имитационной модели эфирного телевидения, условно включающей в себя четыре основных элемента [4]:

а) модуль прогнозирования распространения радиоволн, который использует современные параметрические и статистические модели и позволяет рассчитать ослабление радиосигнала на пути от передающей до приемной антенны;

б) модуль передающей станции, который определяет географические и технические параметры источников радиосигнала;

в) модуль приемной станции, который, в соответствии с заданными требованиями к качеству сети (сюда включены как минимальный уровень и сигнал шум, так и требования к проценту мест и времени), определяет условия приема сигнала в заданной точке;

г) специализированная геоинформационная система (ГИС), осуществляющая сбор, хранение, обработку и отображение пространственно-распределенной информации. В том числе геодезические параметры.

В модуле прогнозирования используются двумерные модели распространения радиоволн в дальней зоне, рекомендованные Международным союзом электросвязи (МСЭ) [5–8], в том числе позволяющие учесть особенности конкретной трассы, например модель Лонгли – Райса в варианте точка-точка [9].

В модуле передающей станции задаются параметры источников радиосигнала, такие как: географическое положение, энергетические, частотные и поляризационные характеристики, высоты подвеса и диаграммы направленности передающих антенн. Кроме названных при эксплуатации одночастотных сетей задается такой параметр вещательной подсистемы, как предустановленная задержка вещания передатчика  $\sigma_n$ . Как правило, её устанавливают в дополнительные (относительно основного) передатчики сети с целью уменьшить или исключить области, в которых будут складываться сигналы с задержками, превышающими длительность защитного интервала. Этот параметр является уникальным для каждого передатчика в сети. Неправильный выбор этого параметра приведет к увеличению уровня внутрисистемных помех, снизит качество приема и уменьшит зону обслуживания.

В модуле принимающей станции задаются параметры, характеризующие поведение приемника, такие как чувствительность, высота подвеса и диаграмма направленности антенны, а также особенности



работы в зависимости от режима вещания. В общем случае приемник работает в условиях многолучевого приема, когда на приемную антенну в одно время поступают оригинальный сигнал и несколько сдвинутых во времени его копий. Если максимальная задержка копии лежит внутри защитного интервала, межсимвольная интерференция (ISI), теоретически, будет отсутствовать. В одночастотной сети возможны ситуации, когда на приемную антенну поступают примерно равные по уровню сигналы с временной задержкой, не попадающей в защитный интервал. Это приводит к повышению уровня ISI. Первый способ борьбы с ней рассмотрен в модуле передающей станции и заключается в использовании предустановленной задержки вещания. Второй способ применяется уже на приемной стороне и заключается в выборе определенного момента времени внутри символа для начала демодуляции OFDM-сигнала. Он называется синхронизацией окна БПФ (быстрое преобразование Фурье), также называемого интервалом выравнивания (EI) — интервала, внутри которого сигналы могут быть корректно обработаны [10]. Принцип его работы заключается в следующем. Как и в системах DVB-T, в DVB-T2 для когерентного детектирования используется частотный интерполяционный фильтр. Отличие в том, что длительность и положение во временной области EI зависит от используемого шаблона пилот-сигналов, а не от размера FFT. Временная полоса пропускания этого фильтра  $T_p$  равна длительности EI, а местоположение определяется стратегией синхронизации окна БПФ в приемнике. При планировании сетей вещания считается [11], что приемник DVB-T2 способен корректно выровнять сигнал с эхо-сигналами в пределах  $57/64$  ( $= 89,1\%$ ) от времени Найквиста для распределенных пилот-сигналов при конкретных размерах FFT, шаблона пилот-сигналов и используемой полосы частот. Отмечается, что фактор  $57/64$  зависит от используемого шаблона пилот-сигналов, а не от защитного интервала. Также отмечается, что при планировании сетей вещания для фиксированного приема используют сочетание временной и частотной интерполяции, а не что-то одно.

Относительная задержка представляет собой разность между временем прибытия данного сигнала и временем прибытия основного сигнала, с которого начинается демодуляция. В том случае, если относительная задержка сигнала превышает  $T_g$ , но не превышает  $T_p$ , сигнал оказывается частично полезным. Любой сигнал, относительная задержка которого превышает  $T_p$ , считается помехой, он повышает количество фазовых ошибок MER (modulation error rating). В таком случае полезный вклад  $i$ -го сигнала можно выразить в виде весовой функции  $w(\tau_i)$  [11]:

$$w(\tau_i) = \begin{cases} 0, & \tau_i \notin EI; \\ \left(\frac{T_u + \tau_i}{T_u}\right)^2, & \tau_i \in EI \text{ \& } \tau_i < 0; \\ 1, & \tau_i \in EI \text{ \& } 0 \leq \tau_i < T_g; \\ \left(\frac{(T_u + T_g) - \tau_i}{T_u}\right)^2, & \tau_i \in EI \text{ \& } \tau_i > T_g, \end{cases} \quad (1)$$

где  $T_u$  — полезная длина символа;  $T_g$  — длина защитного интервала;  $EI$  — интервал выравнивания;  $\tau_i$  — задержка прибытия  $i$ -го сигнала относительно начала окна БПФ.

Предполагая, что зона обслуживания ОЧС состоит из  $N$  передатчиков, с использованием имитационной модели производится расчет мощностей  $\{P_1, P_2, \dots, P_N\}$  и задержек распространения сигналов  $\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N\}$  от каждого передатчика для каждого места приема. Тогда общая полезная мощность  $C$  и общая мощность помехи  $I$  являются суммой отдельных компонентов (формулы (2) и (3) соответственно), а качество сигнала можно характеризовать соотношением несущая-шум  $CINR$  (формула (4)).

$$C = \sum_i C_i = \sum_{i=1}^N P_i \cdot w(\tau_i). \quad (2)$$

$$I = \sum_i I_i = \sum_{i=1}^N P_i \cdot [1 - w(\tau_i)]. \quad (3)$$

$$CINR = \frac{C}{I + N_0} = \frac{\sum_{i=1}^N C_i}{\sum_{i=1}^N I_i + N_0} = \frac{\sum_{i=1}^N P_i \cdot w(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N P_i \cdot [1 - w(\tau_i)] + N_0}, \quad (4)$$

где  $N_0$  — уровень фонового шума.

Поскольку  $C$  и  $I$  являются суммой нескольких логнормальных компонент, могут быть хорошо аппроксимированы логнормальными распределениями. Среди них самую высокую точность имеет t-LNM [12], потому он используется при моделировании в данной работе.

Последним модулем представлена геоинформационная система — система, осуществляющая сбор, хранение и обработку пространственно-координированных данных, в нашем случае это информация о рельефе в исследуемой области, плотности застройки и растительности, координаты расположения передатчиков и набор геодезических параметров, влияющих на распространение радиоволн, и географическая

карта. В качестве геодезических параметров используются учитываемые в модели распространения данные о поверхностной рефракции, удельной электропроводности почвы, относительной диэлектрической проницаемости почвы, типе климата.

Имитационная модель сети DVB-T2 реализована в программном комплексе, обобщенная схема которого представлена на рисунке 1.

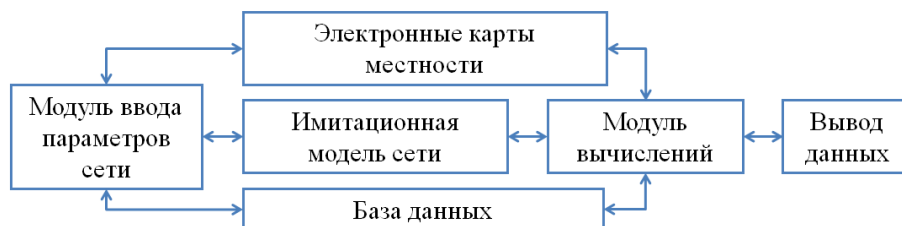


Рисунок 1 — Обобщенная схема программного комплекса

Разработанный программный комплекс является удобным инструментом предварительного исследования и анализа ОЧС DVB-T2, развернутых на территории со сложным рельефом и с учетом фактической топологии. Он также предоставляет возможность поиска оптимального соотношения следующих параметров передатчиков: мощности; временной задержки излучения сигнала каждым передатчиком, входящим в синхронную зону относительно главного передатчика; углов поворота и наклона панельных антенн; распределения мощностей, подаваемых на каждую панель. Очевидно, что несмотря на ряд сложностей, связанных с поиском оптимальной комбинации мощностей, подаваемых на каждую панель, их углов наклона и азимута, данный подход не предусматривает высоких финансовых затрат при модернизации сети [3].

В ряде работ [13,14] поиск оптимального соотношения названных выше параметров осуществляется через вычисление целевой функции  $F$  (5), которая оценивает долю обслуживаемой территории. Расчётные характеристики сигнала в каждой точке исследуемой области сравниваются с пороговыми значениями уровня сигнала  $P_{min}$  и отношения сигнал/шум  $CINR_{min}$  (6):

$$F = 1 - \sum_{r=1}^R \frac{Cov_r}{R}, \quad (5)$$

$$Cov_r = \begin{cases} 0, & (P \geq P_{min}) \wedge (CINR \geq CINR_{min}); \\ 1, & \end{cases} \quad (6)$$

где  $R$  — количество расчетных точек в области;  $Cov_r$  — характеристика точки, отражающая ее отношение к зоне обслуживания.

Вычисление целевой функции (5) может быть дополнено введением весовых коэффициентов, учитывающих условия электромагнитной совместимости и различных административных ограничений уровня сигнала для каждой точки зоны обслуживания. С учетом возможностей используемого сервера применяют различные алгоритмы максимизации целевой функции, например алгоритмы имитации отжига и пчелиных колоний [3, 15, 16], а также метод прямого перебора [4].

Программный комплекс был реализован на клиент-серверной архитектуре. Он состоит из трех элементов: клиент, база данных и сервер вычислений. Клиентская часть и сервер вычислений были написаны на языке программирования Python.

### Описание работы комплекса

Основные стадии конкретного сеанса либо исследовательской задачи, либо поиска оптимального варианта ОЧС состоят из следующих этапов.

1. Стадия инициализации (подготовка, создание, описание) проекта. Она включает в себя занесение постоянных параметров сети и параметров исследуемых передатчиков, населенных пунктов, входящих в проект, задание и настройку географической карты с привязкой файлов данных с рельефом местности.

2. Задание области начальных значений и допустимых границ изменений переменных параметров сети и параметров исследуемых передатчиков.

3. Расчет уровня мощности в каждой точке исследуемой зоны обслуживания каждого передатчика сети.

4. Расчет результирующей мощности сигнала и отношения сигнал–шум в каждой точке исследуемой сети.

5. Сравнение полученных результирующих значений мощности и отношения сигнал–шум с заданными критериями качества для каждой точки исследуемой сети и расчет значения целевой функции для этого конкретного варианта проекта.

6. Задание новых значений переменных параметров сети либо передатчиков и повторение вышеперечисленных пунктов.

Результаты расчетов заносятся в базу данных. Далее с использованием метода прямого перебора определяется наиболее оптимальная конфигурация по критерию  $F$  (5). При равных процентах покрытия выбирается конфигурация, имеющая наименьшую суммарную мощность передатчиков. По каждому конкретному проекту создается отчет, детальная информация о котором сохраняется в соответствующем разделе файловой системы компьютера. Сводную информацию о проекте можно получить через подпункт меню интерфейса пользователя.

## Верификация программного комплекса

Работоспособность комплекса проверялась на исследовании самой крупной ОЧС Приморского края — Vladivostok, сформированной из 45 передающих станций, расположенных в квадрате примерно 250×250 км и работающих на двух ТВ-каналах — 37 (центральная частота — 602 МГц) и 56 (центральная частота — 754 МГц). Исследуемая зона развернута на местности с большими перепадами высот и на существующей инфраструктуре, которую можно охарактеризовать как «высокая эффективно излучаемая мощность (ЭИМ) телепередатчика в сочетании со значительной высотой подвеса антенн» (НРНТ — High Power High Tower).

Таблица 1 — Параметры ОЧС DVB-T2 Vladivostok

Параметр	Значение
Поляризация	Горизонтальная
Диапазон частот	598–606 МГц, 37 ТВК 750–758 МГц, 56 ТВК
Центральные частоты	602 МГц, 37 ТВК 754 МГц, 56 ТВК
Вид модуляции	64QAM
Скорость кодирования	4/5
Размерность ДПФ	32к расширенный (3584 мкс)
Шаблон пилот сигналов	PP4
Защитный интервал	1/16 (224 мкс)
Способ приема сигнала	Фиксированный
Высота приемной антенны	10 м
Чувствительность приемника	26 мкВ
Требуемая напряженность поля ( $P_{\min}$ )	53,5 дБмкВ/м, 37 ТВК 55,5 дБмкВ/м, 56 ТВК
Требуемое отношение сигнал/шум ( $CINR_{\min}$ )	20 дБ

В соответствии с рекомендациями [11], для данных параметров сети длительность  $EI T_p(1)$  будет составлять 266 мкс.

Ограничивающим размер ОЧС фактором является риск возникновения внутрисистемной интерференции, который определяется выбором защитного интервала. Наиболее вероятно возникновение данного эффекта в сетях с высокой ЭИМ отдельных передатчиков. В исследуемой сети работают два таких передатчика: в селе Новожатково (широта 44,22, долгота 131,94) и городе Владивосток (сопка Орлиная, широта 43,12, долгота 131,89). ЭИМ каждого из них достигает 200 кВт, эффективная высота подвеса антенн (4 панели, 8–12 этажей) составляет 200 и 260 м. Очевидно, при таких параметрах вещания уровень сигнала за границей зоны обслуживания мощных передатчиков может достичь значений, превышающих требования МСЭ

[8]. Другими словами, взаимное расположение передатчиков сети ОЧС Vladivostok создает предпосылки для появления внутрисистемных помех при их работе. Смоделируем эту ситуацию.

Главное условие отсутствия внутрисетевой интерференции между двумя станциями ОЧС в любой точке зоны обслуживания определяется тем, что разность путей, пройденных сигналом от каждой станции, не превышает критическое расстояние, эквивалентное величине защитного интервала. Это критическое расстояние  $R_{\text{КР}}$  можно выразить:

$$R_{\text{КР}} = T_g c, \quad (7)$$

где  $T_g$  — абсолютное значение длительности защитного интервала (ЗИ), с;  $c$  — скорость света, м/с.

Очевидно, что конфигурация сети будет оптимальной, когда территориальный разнос между всеми станциями не превысит критическое расстояние [12, 17]. Для оценки степени влияния рассогласованности передатчиков с энергетической стороны необходимо определить, какой уровень сигнала создает каждый передатчик сети в зоне обслуживания другого. Если разность уровней сигналов от рассогласованных передатчиков превышает требуемое защитное отношение  $CINR_{\text{min}}$  для выбранного режима модуляции, помеха от передатчика не будет воздействовать фатально. Считая, что каждый передатчик должен обеспечивать в своей зоне обслуживания минимальный уровень сигнала  $P_{\text{min}}$ , запишем условие критического уровня мешающего сигнала:

$$\begin{aligned} P_{cr} &= P_{\text{min}} - CINR_{\text{min}} = \\ &= 53,5 \text{ [дБмкВ / м]} - 20 \text{ [дБ]} = 33,5 \text{ [дБмкВ/м]}, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $P_{\text{min}}$  — минимальный требуемый уровень мощности сигнала на границе зоны обслуживания сети.

Результаты предварительной проверки данного условия с учетом фактического территориального разноса передатчиков сети Vladivostok представлены в виде аналитической таблицы, фрагмент которой приведен на рисунке 2. По вертикали и горизонтали в заголовках таблицы расположены передающие телевизионные станции в одном и том же порядке, а столбец каждой станции содержит два значения:  $R$  — расстояние между передатчиками, км, и  $E$  — уровень напряженности поля, создаваемый передатчиком из горизонтали в ближней зоне обслуживания передатчика из вертикали, дБмкВ/м. Если для конкретной пары передатчиков нарушается лишь одно из условий отсутствия помех, соответствующий показатель закрашен

желтым цветом, а при нарушении обоих условий соответствующие показатели закрасиваются красным цветом, в этом случае взаимное влияние передатчиков неприемлемо. Всего таких ситуаций в ОЧС Vladivostok выявлено 88. Расчеты показывают, что территориальный разнос примерно половины телепередатчиков сети превышает критическое значение. Особенно интересны случаи, когда самые мощные передатчики в сети (5 кВт) могут создавать помехи маломощным передатчикам (100 Вт). Например, РТПС в г. Владивосток (Vladivostok) потенциально может создавать помехи для 30 передатчиков сети, а РТПС в п. Новожатково (Novozhatkovo) — для 22. Следует отметить, что данные станции могут создавать помехи и друг другу, так как расстояние между ними 122 км. Таким образом, с точки зрения территориального разноса конфигурация сети выглядит не лучшим образом. Установлено, что все помехи исходят от передатчиков с высокой эффективно излучаемой мощностью и значительной высотой подвеса антенн, а именно: станции г. Владивосток, о. Русский, г. Уссурийск (Ussuriysk) и с. Новожатково.

Зона обслуживания РТПС	1		2		3		4		5		6		7	
	R	E	R	E	R	E	R	E	R	E	R	E	R	E
1. Vladivostok	0,0	53,5	77,3	58,3	34,8	77,6	11,5	95,0	122,6	43,9	48,2	70,4	17,2	89,8
2. Ussuriysk	77,3	40,9	0,0	53,5	57,1	48,7	87,8	37,5	45,3	54,0	29,3	63,1	61,3	46,9
3. Artem	34,8	53,6	57,1	42,6	0,0	53,5	45,9	47,6	100,4	27,6	35,4	53,2	20,3	63,7
4. O. Russkiy	11,5	80,3	87,8	40,1	45,9	56,4	0,0	53,5	132,9	27,5	58,6	50,7	28,7	66,2
5. Novozhatkovo	122,6	46,4	45,3	75,0	100,4	53,1	132,9	43,5	0,0	53,5	74,4	62,2	106,6	51,2
6. Razdolnoye	48,2	17,3	29,3	28,3	35,4	24,4	58,6	12,6	74,4	6,4	0,0	53,5	33,2	25,8
7. Defreeze	17,2	49,9	61,3	24,3	20,3	47,4	28,7	40,9	106,6	9,4	33,2	38,1	0,0	53,5

Рисунок 2 — Предварительная оценка взаимного влияния передатчиков

Вычисленные значения напряженности поля, создаваемые помеховыми передатчиками, показывают степень влияния рассогласованности передатчиков сети. На рисунке 3 в качестве примера приведены построенные с помощью программного комплекса трассы распространения сигнала от мешающих передатчиков Novozhatkovo и Vladivostok до зон обслуживания РТПС в с. Раздольное (Razdolnoye) и Ussuriysk соответственно. Установлено, в зоне обслуживания передатчика Ussuriysk сигналы от передатчика Vladivostok, расположенного за пределами защитного интервала, могут создавать помехи. Подобная ситуация наблюдается и в зоне обслуживания передатчика Razdolnoye. Таким образом, программный комплекс позволяет с помощью простых вычислений на первом этапе исследований выявить соответствие защитного интервала территориальному разнесу передатчиков сети.

Исходя из вышесказанного, можно сделать вывод, что появление внутрисистемных помех в исследуемой сети возможно, особенно от мощных передатчиков. В некоторых случаях рельеф может служить естественной преградой для мешающей станции, в некоторых — естественной преградой для полезного сигнала.

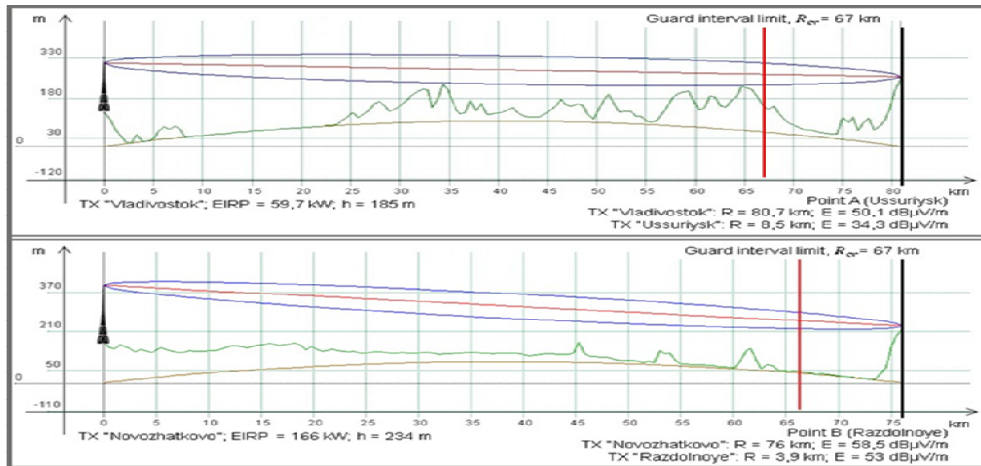


Рисунок 3 — Трассы распространения сигналов от мешающих станций

Для оценки возможностей программного комплекса были выполнены эксперименты для последовательной оценки отношений сигнал–помеха для каждой точки возможной области интерференции в зоне обслуживания передатчиков Ussuriysk и Razdolnoye. Результаты расчетов представлены на рисунке 4. Представлены фрагменты зоны обслуживания сети с выявленными областями помех, в которых уровень напряженности поля ниже требуемого, не закрашены. Зеленым цветом обозначены области, в которых отношение сигнал/шум соответствует требуемым значениям. Желтым цветом обозначены области, в которых отношение сигнал–шум не соответствует требуемым значениям, но задержка между сигналами не превышает защитного интервала и оба сигнала являются полезными. В этих областях возможно появление эффекта одночастотного усиления (SFN Gain) [18, 19]. Красным цветом обозначены области возникновения интерференции.

Выявленные несоответствия защитного интервала пространственному расположению передатчиков могут быть исправлены за счет ввода задержек по времени излучения передатчиков сети [20]. Программный комплекс путем подбора задержек времени излучения передатчиков в удаленных зонах обслуживания обеспечивает нахождение всех эхо-сигналов в пределах заданного защитного интервала, что может привести к уменьшению проблемных областей.



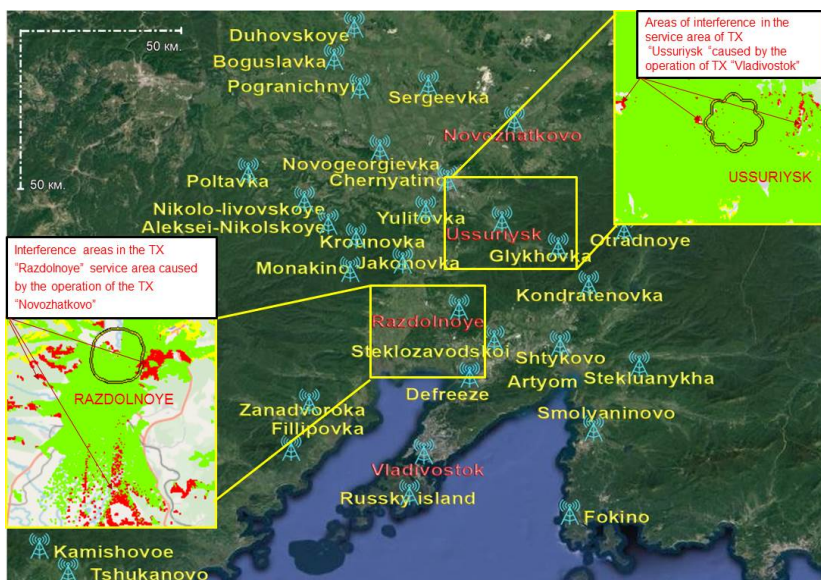


Рисунок 4 — Одночастотная сеть Vladivostok и результаты моделирования взаимного влияния передатчиков

## Заключение

Предлагаемый программный комплекс и реализованная в нем простая методика выявления проблемных областей в зоне обслуживания сети DVB-T2 является удобным инструментом для их исследования и оптимизации. Моделирование ОЧС позволило выявить несоответствие используемого защитного интервала топологии существующей ОЧС Vladivostok. Установлено — территориальный (пространственный) разнос передатчиков сети в сочетании с высокой эффективно излучаемой мощностью и значительной высотой подвеса передающих антенн способствуют возникновению внутрисистемных помех. Оптимизация параметров сети, не требующая существенных затрат, может привести к уменьшению проблемных областей. Очевидно, что результаты моделирования ОЧС Vladivostok требуют экспериментальных подтверждений.

## Список использованной литературы

1. Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А. Методы обеспечения работоспособности региональной сети SFN телерадиовещания // Modern Problems and Ways of Their Solution in Science, Transport, Production and Education. 2016.
2. Ломакин А.Ф., Стеценко Г.А. Некоторые особенности одночастотной сети DVB-T2 города Владивостока // Вестник Инженерной школы ДВФУ. 2016. № 4. С. 25–38.

3. Школьный С.И. Способ модернизации SFN DVB-T // Научный журнал Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9, № 5. С. 57–62.

4. Ломакин А.Ф., Стеценко Г.А. Возможный алгоритм модернизации сети DVB-T2 // Вестник Инженерной школы ДВФУ (Владивосток). 2017. № 4(33). С. 139–147.

5. Beutler R. Frequency Assignment and Network Planning for Digital Terrestrial Broadcasting Systems // Springer Science & Business Media. Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag. 2004.

6. Perez-Fontan F., Hernando-Rabanos J.M. Comparison of irregular terrain propagation models for use in digital terrain data based radiocommunication system planning tools // IEEE Transactions on Broadcasting. 1995. № 41.

7. Рекомендация МСЭ Р.1812 (A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands). URL: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.1812/> (дата обращения: 05.06.2020).

8. Рекомендация МСЭ-R P.1546-6. Метод прогнозирования для трасс связи пункта с зоной для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 4000 МГц. URL: [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-rec/p/R-REC-P.1546-6-201908-I!!PDF-R.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-rec/p/R-REC-P.1546-6-201908-I!!PDF-R.pdf) (дата обращения: 05.06.2020).

9. Comparison of Longley-Rice, ITM and ITWOM propagation models for DTV and FM broadcasting / S. Kasampalis, P.I. Lazaridis, Z.D. Zaharis [et al.] // WPMC. 2013. С. 1–6.

10. Report ITU-R BT.2386-2. Digital terrestrial broadcasting: Design and implementation of single frequency networks (SFN). URL: [https://www.itu.int/dms\\_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-BT.2386-2-2019-PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-BT.2386-2-2019-PDF-E.pdf) (дата обращения: 05.06.2020).

11. Tech 3348: Frequency and Network Planning Aspects of DVB-T2 // EBU. Geneva. 2013. URL: <https://tech.ebu.ch/publications/tech3348> (дата обращения: 05.06.2020).

12. Основы частотного планирования сетей телевизионного вещания: учеб. пособие / М.А. Быховский, В.Г. Дотолев, А.В. Лашкевич и др. М. : Горячая линия – Телеком, 2015. 308 с.

13. Loreta A. Coverage Optimization for DVB-T2 SFN Networks // International Journal of Engineering Science Invention (IJESI). 2018. Vol. 7, Issue 2. С. 5–9.

14. Coverage Optimization and Power Reduction in SFN Using Simulated Annealing / M. Lanza, A.L. Gutierrez, J.R. Perez [et al.] // IEEE Trans. Broadcast. 2014. Vol. 60, N 3. С. 474–485.

15. Bertsimas D., Tsitsiklis J.N. Simulated Annealin // Statistical Science. 1993. Vol. 8, N 1. С. 10–15.

16. Dervis Karaboga, Bahriye Akay. A Comparative Study of Artificial Bee Colony Algorithm // Applied Mathematics and Computation Journal. Elsevier. 2009. С. 108–132.

17. Ломакин А.Ф., Стаценко Л.Г., Стеценко Г.А. Выявление возможных внутрисистемных помех в зоне Vladivostok одночастотной сети DVB-T2 Приморского края // Известия ЮФУ. 2018. № 6 (200). С. 152–163.

18. Plets D. On the Methodology for Calculating SFN Gain in Digital Broadcast Systems // IEEE Transactions on Broadcasting. 2010. Vol. 56. P. 331–339.

19. Ruckveratham B., Promwong S. Evaluation of SFN Gain for DVB-T2 // International Conference on Digital Arts, Media and Technology (ICDAMT). 2017. P. 85–88.

20. Круглов С. Шагаем в ногу (настраиваем SFN) // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2014. № 6. С. 6–7.

---

*Ломакин Александр Федорович – кандидат географических наук, доцент, департамент электроники, телекоммуникации и приборостроения, Политехнический институт (Школа) Дальневосточного федерального университета. Бухта Аякс, 10, кампус ДВФУ, литер В, корпус № 3, остров Русский, г. Владивосток, Россия, 690922. Тел.: +7 914 791 28 07. e-mail: lomakin.af@dvfu.ru.*

*Стеценко Георгий Алексеевич – аспирант, департамент электроники, телекоммуникации и приборостроения, Политехнический институт (Школа) Дальневосточного федерального университета. Бухта Аякс, 10, кампус ДВФУ, литер В, корпус № 3, остров Русский, г. Владивосток, Россия, 690922. Тел.: +7(924)334 47 21, e-mail: stetsenko\_ga@students.dvfu.ru.*

*Колесникова Наталья Евгеньевна – аспирант, департамент электроники, телекоммуникации и приборостроения, Политехнический институт (Школа) Дальневосточного федерального университета. Бухта Аякс, 10, кампус ДВФУ, литер В, корпус № 3, остров Русский, г. Владивосток, Россия, 690922. Тел.: +7(952)0806226, e-mail: kolesnikovanatevg@gmail.com.*

*Тихонов Даниил Евгеньевич – магистр, департамент электроники, телекоммуникации и приборостроения, Политехнический институт (Школа) Дальневосточного федерального университета. Бухта Аякс, 10, кампус ДВФУ, литер В, корпус № 3, остров Русский, г. Владивосток, Россия, 690922, Тел.: +7(924)2434844, e-mail: tde97@mail.ru.*

### **Evaluation of SFN DVB-T2 Quality Based on Simulation Results**

*The features of one of the methods of modeling single-frequency networks (SFN) of DVB-T2 deployed on the previously existing infrastructure*

are considered. Under such conditions, the DVB-T2 broadcast modes used, effective antenna suspension heights, and effective transmitter radiated power can determine not only the size of the coverage area, but also result in intra-symbol interference regions with reduced signal quality within the coverage area. A simulation model of a broadcast SFN is proposed, consisting of four modules: radio wave propagation, a transmitting station, a receiving station and a geographic information system. One way of quantifying the quality of a single frequency network in terms of its optimality is considered. Described is a generalized scheme of a software complex implementing the proposed method of assessing network quality. The operability of the complex was checked based on the results of modeling of the single-frequency network DVB-T2 "Vladivostok," deployed on the previously existing infrastructure. As a result of the studies, the mismatch of the used protective interval of the topology of the studied SFN was revealed. Since this parameter is set as one for all regions of Russia, it cannot be suitable for the geographical conditions of Primorye.

**Key word:** Intra-system interference, DVB-T2 SFN, model calculations, guard interval.

*Aleksandr F. Lomakin – PhD, associate professor, Department of Electronics, Telecommunication and Instrumentation (ETI), Far Eastern Federal University (FEFU). Ajax Bay, 10, FEFU campus, Litter V, building No. 3, Russian Island, Vladivostok, Russia, 690922. Phone: +7 914 791 28 07, Email: lomakin.af@dvfu.ru.*

*Georgiy A. Stetsenko – graduate student, Department of Electronics, Telecommunication and Instrumentation (ETI), Far Eastern Federal University (FEFU). Ajax Bay, 10, FEFU campus, Litter V, building No. 3, Russian Island, Vladivostok, Russia, 690922. Phone: +7 924 334 47 21. Email: stetsenko\_ga@students.dvfu.ru.*

*Nataly E. Kolesnikova – graduate student, Department of Electronics, Telecommunication and Instrumentation (ETI), Far Eastern Federal University (FEFU). Ajax Bay, 10, FEFU campus, Litter V, building No. 3, Russian Island, Vladivostok, Russia, 690922. Phone: +7(952)0806226, e-mail: kolesnikovanatevg@gmail.com.*

*Daniyl E. Tikhonov – master's degree student, Department of Electronics, Telecommunication and Instrumentation (ETI), Far Eastern Federal University (FEFU). Ajax Bay, 10, FEFU campus, Litter V, building No. 3, Russian Island, Vladivostok, Russia, 690922. Phone: +7(924)2434844, e-mail: tde97@mail.ru.*

С.А. Бездверный

## ОСОБЕННОСТИ СТУДЕНЧЕСКОГО ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ В ХИИК

*Рассматриваются некоторые технические и творческие аспекты студенческого радио ХИИК. Также автор делится некоторым опытом работы радио ХИИК.*

**Ключевые слова:** информация, звуковое вещание, студенческое радио, студенческая жизнь, тракт формирования программы.

С 11 ноября 2015 г. во втором учебном корпусе Хабаровского института инфокоммуникаций начало работать студенческое радио. Термин «студенческое радио» является не совсем верным и точным, но устоявшимся, поскольку технически грамотно было бы называть его однопрограммным проводным вещанием, где студенческая молодежь является целевой аудиторией [3].

Создание системы студенческого звукового вещания в учебном заведении имеет огромное значение. Во-первых, это позволяет быстро доводить до студентов нужную информацию от администрации, во-вторых, музыкально-развлекательные программы помогают расслабиться и, наконец, в-третьих, сотрудники радио из числа студенческого актива приобретают навыки производства программ, учатся работать в коллективе, учатся дисциплине. Это, безусловно, поможет им в дальнейшей учебе, а главное — в трудовой деятельности, даже если она не будет связана с вещанием [9]. Рассмотрим некоторые технические и творческие аспекты работы студенческого радио.

Функциональная схема взаимодействия оборудования в тракте формирования программы студенческого звукового вещания показана на рисунке 1.

Имеются два помещения: студия и аппаратная. Внутренние поверхности студии обработаны звукопоглощающими материалами: изовером и карпетом. Таким образом обеспечивается оптимальное время реверберации для записи речи. В студии есть динамический микрофон, а для контроля используются диффузорные громкоговорители и головные телефоны. Звук с выхода микрофона поступает на звуковую карту ROLAND TRI CAPTURE, которая соединена с ПК при помощи USB-интерфейса. Во время вещания левый сигнал стереопары идет на левый трансляционный усилитель, а далее на трансляционные громкоговорители, расположенные в левом крыле здания. Аналогичные операции происходят и с правым сигналом стереопары.

Вещание осуществляется ежедневно в автоматическом режиме, кроме воскресения, с 08.45 до 14.25. Также предусмотрена возможность прямых эфиров. В 08.45 начинается пятнадцатиминутный блок,

далее после первого академического часа на пятиминутной перемене радио снова включается, затем опять сорокапятиминутный перерыв, потом блок длиной десять минут и так до конца рабочего дня. Сетка вещания представлена в таблице 1.

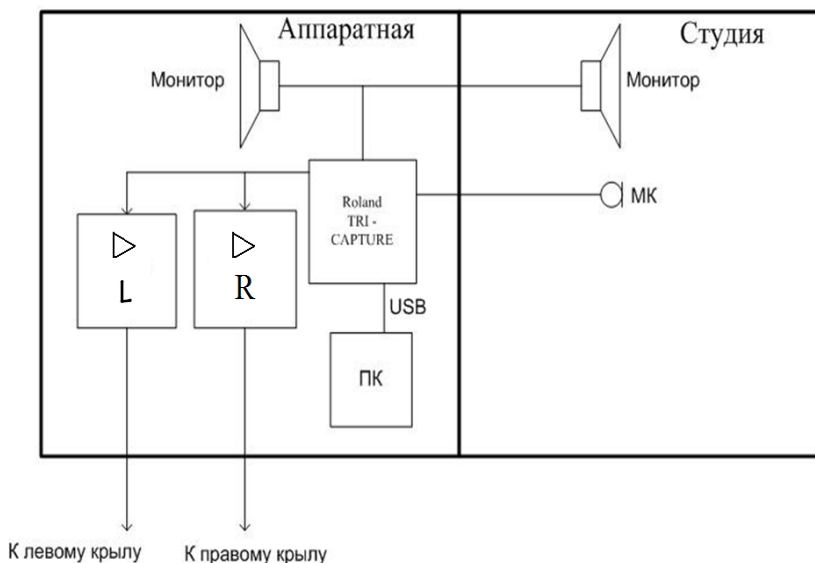


Рисунок 1 — Функциональная схема взаимодействия оборудования в тракте формирования программы звукового вещания

Таблица 1 — Сетка вещания студенческого «Радио ХИИК»

Время	Длина блока	Содержание
08.45–9.00	15 мин	Вещание
09.00–9.45	45 мин	Занятие
09.45–9.50	5 мин	Вещание
09.50–10.35	45 мин	Занятие
10.35–10.45	10 мин	Вещание
10.45–11.30	45 мин	Занятие
11.30–11.35	5 мин	Вещание
11.35–12.20	45 мин	Занятие
12.20–12.40	20 мин	Вещание
12.40–13.25	45 мин	Занятие
13.25–13.30	5 мин	Вещание
13.30–14.15	45 мин	Занятие
14.15–14.25	10 мин	Вещание

Во время пятнадцатиминутного, десяти- и двадцатиминутного блоков звучит современная музыка. Существуют также дни, посвященные композициям прошлых лет. Это же время отдано и под тематические рубрики «Новости на радио ХИИК», «События недели», «Время фактов» и «Спортивные новости ХИИК». На пятиминутках

звучит более спокойная музыка. Как правило, это композиции на саксофоне, но бывают и другие инструментальные композиции. Кроме того, пятиминутки также используются для рубрик «Поэзия на радио ХИИК» и «Классика на радио ХИИК».

Помимо вышеперечисленных рубрик, в эфире звучат различные джинглы, а также позывные: «Если головой поник, слушай радио ХИИК!», «В каждый свой свободный миг слушай радио ХИИК!» и т.д.

Кроме того, хотелось бы затронуть тему, касающуюся перспектив развития студенческого радио ХИИК. Для уменьшения неравномерности уровней звукового давления внутри учебного корпуса в ближайшее время старые разнотипные трансляционные громкоговорители будут заменены на новые однотипные. Будет заменён один из трансляционных усилителей, выработавший свой срок. В планах запустить вещание не только во втором учебном корпусе, но и в двух общежитиях.

Таким образом, создание студенческого радио в учебном заведении имеет огромное воспитательное значение, позволяет его сотрудникам-студентам получить навыки по созданию программ звукового вещания, ознакомиться с технологией и оборудованием для производства соответствующего контента. Кроме того, это вносит разнообразие в студенческую жизнь и позволяет быстро донести нужную информацию. Для вещания в диапазоне метровых волн УКВ необходимо иметь большие финансовые средства и пройти огромное количество процедур [10]. В связи с этим нами был сделан выбор в пользу системы проводного вещания с разводкой проводов по левому и правому крылу и подключения при их помощи трансляционных громкоговорителей к соответствующим усилителям. В процессе развития была создана речевая радиовещательная студия. В перспективе планируется дальнейшая модернизация системы с заменой старых усилителей и трансляционных громкоговорителей на новые и с расширением сети проводного вещания.

### Список использованной литературы

1. Бездверный С.А. Конспект лекций по дисциплине «Основы телекоммуникаций» : для студентов СПО специальности 11.02.10 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение». Хабаровск : ХИИК «СибГУТИ», 2019. Ч. 1. 59 с.

2. Бездверный С.А. Студенческое радиовещание в ХИИК // 18-я (XVIII) межвузовская Всерос. науч.-практ. (очно-заочная) конф. школьников, студентов и преподавателей: «Инновационные инфокоммуникации XXI века», посвященная Дню Радио и Дню Победы (5 мая 2017 года) : науч. материалы конф. / председатель ред. коллегии

проф., д-р техн. наук С.И. Клепиков [и др.]. Хабаровск : Изд-во ХИИК «СибГУТИ», 2017. С. 390–392.

3. Бессмертная К.А., Бездверный С.А. История становления студенческого радио ХИИК [Электронный ресурс] // Всерос. студенческая науч.-практ. (заочная) конф., посвящ. Дню Радио и 75-летию Победы советского народа над фашистской Германией в Великой Отечественной войне 1941–1945 гг. (7 мая 2020 года). Режим доступа: [https://hiik.ru/about\\_the\\_university/nauka-i-innovatsii](https://hiik.ru/about_the_university/nauka-i-innovatsii).

4. Биченко И.Г. Ценностные ориентации студентов в условиях социальной аномии : автореф. дис. ... канд. соц. наук: 22.00.04. М. : МГУ, 2009. 23 с.

5. Быкова М.В. Образовательные возможности современного университетского радио и проблемы их реализации // Научные ведомости. Сер. Гуманитарные науки. 2013. № 13 (156). Вып. 18. С. 171–180.

6. Колесникова А.В. Особенности студенческого радио как типа СМИ // Средства массовой информации в современном мире : Петербургские чтения : тез. межвуз. науч.-практ. конф. СПб. : Роза мира, 2010. С. 285–286.

7. Колесникова А.В. Роль студенческой радиостанции в формировании единого информационного пространства университета // Известия СНИЦ РАН. Спец. выпуск «Технология управления организацией. Качество продукции и услуг». 2008. С. 114–120.

8. Лобанов В.С., Иванников А.Д., Богатырь Б.Н. Концепция информатизации высшего образования России // Высшее образование в России. 1994. № 1. С. 30–52.

9. Привалов Е.Е., Бездверный С.А. Развитие студенческого звукового вещания [Электронный ресурс] // Всерос. студенческая науч.-практ. (заочная) конф., посвящ. Дню Радио и 75-летию Победы советского народа над фашистской Германией в Великой Отечественной войне 1941–1945 гг. (7 мая 2020 года). Режим доступа: [https://hiik.ru/about\\_the\\_university/nauka-i-innovatsii](https://hiik.ru/about_the_university/nauka-i-innovatsii).

10. Комаров С. Сколько стоит сделать радио? [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.openbusiness.ru/biz/business/skolko-stoit-sdelat-radio/>.

11. Смирнов В.В. Формы вещания: Функции, типология, структура радиопрограмм : учеб. пособие для вузов. М. : Аспект Пресс, 2002. 203 с.

12. Сушко С.А. Образовательное, общественное радиовещание и радиоператы в США [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://free.radiodx.ru/page-35.xml>.

---

*Бездверный Сергей Александрович — преподаватель ПЦК «Радиосвязь, радиовещание и телевидение». Хабаровский Институт*



*Инфокоммуникаций. 680013, г. Хабаровск, Ленина, 73, e-mail: nodoor\_86@mail.ru.*

### **Features of Student Sound Broadcasting at the HIIK**

*In the article, the author considers some technical and creative aspects of the HIIK student radio. The author also shares some of the experience of radio KHIK.*

**Keywords:** *information, sound broadcasting, student radio, student life, program formation path.*

*Bezdvorny Sergey Alexandrovich – teacher of the specialty for Telecommunications, Radio Communication, Broadcasting and Television. Khabarovsk Institute of Infocommunications. 680013, Khabarovsk, 73 Lenina, e-mail: nodoor\_86@mail.ru.*

**УДК 621.396.967**

**А.А. Непряев**

### **ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИОРИТЕТОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ**

*В работе предложен метод вычисления приоритета целей, основанный на методах нечеткой логики, обеспечивающий ранжирование заданий на обновление траекторий и адаптивное распределение ресурсов многофункциональной многоканальной радиолокационной станции с активной фазированной антенной решёткой.*

**Ключевые слова:** *приоритезация целей, радиолокационная цель, нечеткая логика, радиолокационная станция, многофункциональный радар, распределение ресурсов.*

Многофункциональная многоканальная радиолокационная станция (МРЛС) с активной фазированной антенной решёткой (АФАР), оснащенная электронно-управляемым сканирующим лучом и цифровой обработкой информации, способна в реальном масштабе времени обеспечивать: непрерывный обзор пространства, обнаружение, распознавание, наведение и сопровождение целей с высоким темпом обновления информации. Однако помимо вышеуказанных преимуществ имеет ряд проблем, связанных с оптимальным распределением конечных ресурсов, таких как временные, энергетические и вычислительные.

Управление ресурсами особенно важно в ситуациях перегрузки пропускной способности, когда необходимо принимать решения,

какие задачи и по каким целям выполнять в установленных временных ограничениях, а какие могут быть поставлены в очередь либо сброшены.

В рамках применения когнитивного подхода к созданию системы управления МРЛС с АФАР, описанного в [1], предложен метод назначения приоритетов заданий, основанный на системе нечетких правил [2], обеспечивающий адаптивное распределение ресурсов между задачами радара.

### **Упрощенная верификационная модель**

Для отладки и верификации модуля приоритизации была разработана упрощенная верификационная модель (УВМ) МРЛС [3], обладающая свойствами ситуационного моделирования. Разработка УВМ осуществлялась в пакете Matrix Laboratory (MATLAB), который благодаря проработанному математическому аппарату обеспечивает быстрое и гибкое прототипирование как отдельных узлов МРЛС, так и их взаимодействия. Применение программных продуктов MathWorks дает возможность модельно-ориентированного проектирования, позволяет автоматизировать процесс разработки, отладки и верификации программного обеспечения для встраиваемых систем управления. Структурная схема УВМ МРЛС представлена на рисунке 1, за основу которой взята модель [4].

В рамках данной статьи рассматривается блок «Приоритизатор заданий на сопровождение», который получает задания на обновление тракторной информации от блока «Система тракторной обработки РЛИ». Задания содержат как данные для управления диаграммой направленности (ДН) и параметры зондирующих импульсов, так и дополнительную информацию о цели, включающую в себя координаты отметок ассоциированные с траекториями, скорость и направление движения цели. Надо отметить, что это далеко не полный перечень параметров, необходимых для определения приоритета, однако он сознательно ограничен минимально необходимыми для проверки работоспособности предложенного метода. На выходе модуля каждое задание имеет собственный приоритет и пересылается в «Планировщик заданий» для формирования расписания, очереди заданий.



Рисунок 1 — Структурная схема модели УВМ МРЛС

## Система нечетких правил

В адаптивной системе управления режимами и ресурсами используется метод интеллектуального адаптивного управления степенью важности исполнения задания на основе каскадной продукционной нечеткой системы, основанной на алгоритме Мамдани. Входными и выходными лингвистическими переменными являются «дистанция», «направление» и «скорость». Для каждой переменной определены базовые терм-множества, их область определения (универсумы), функции принадлежности на основе Z-образных и S-образные функции принадлежности для входных значений, сигмоидальных – для выходного, построены правила нечетких продукций для системы нечеткого вывода о величине приоритета (рисунок 2).

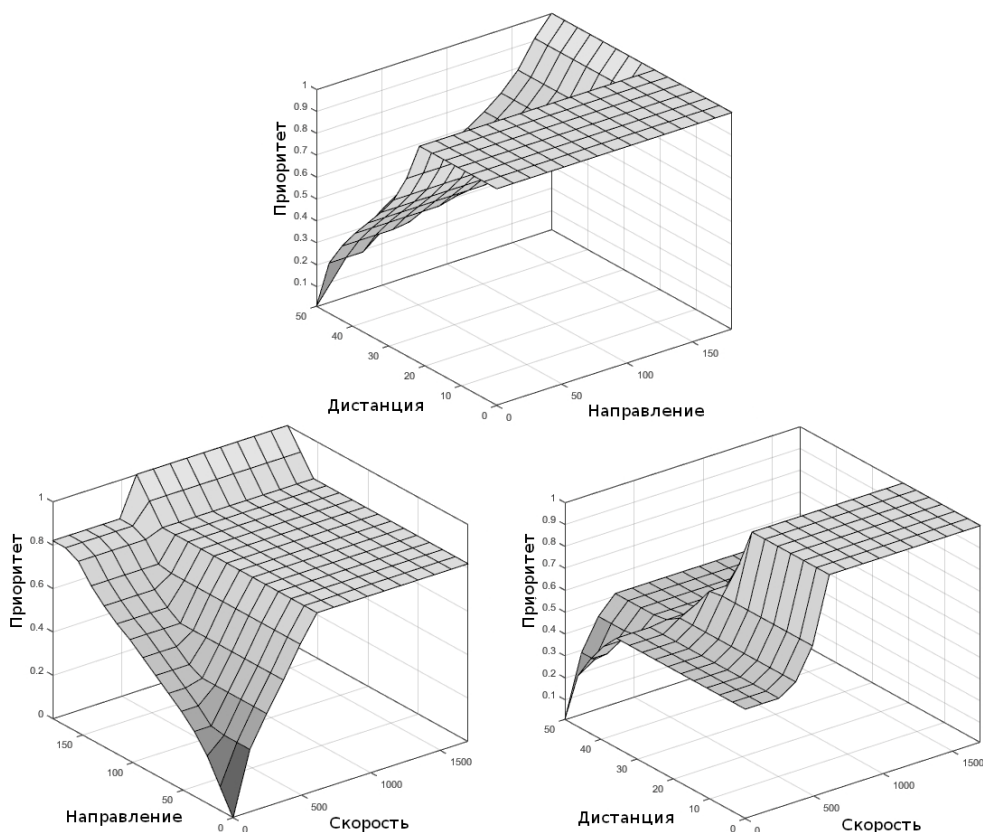


Рисунок 2 — Поверхности отклика приоритета системы нечеткого вывода

## Моделирование вычисления приоритета

На рисунке 3 изображены графики трех ситуаций, описывающих различные направления движения цели. Для определения

направления движения цели измерялся угол между вектором  $\overline{N-1N}$ , где  $N-1$ ,  $N$  — координаты отметок траектории цели, и вектором  $\overline{MN-1}$ , где  $M$  — координаты МРЛС. Значения функции принадлежности для скорости и дальности взяты из [5].

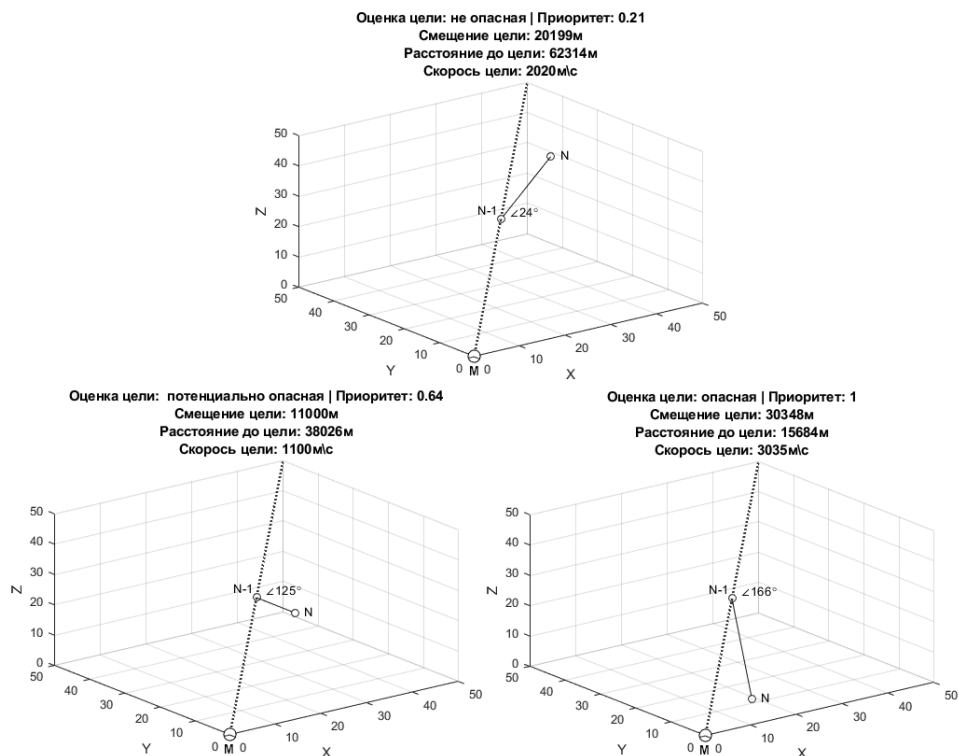


Рисунок 3 — Примеры вычисления приоритета и степени опасности цели

Метод проверен на соответствие тестовым траекториям, а нечеткий подход сравнивался с фиксированным назначением приоритетов и подходом с жесткой логикой. Жесткий логический подход использует те же правила, что и нечеткий, но допускает одновременное применение только одного правила. Было обнаружено, что подход с жесткой логикой и подход с фиксированным приоритетом менее требовательны в вычислительном отношении, чем нечеткий подход. Однако фиксированный подход не допускал изменений в различных типах целей или секторов наблюдения. В подходе с жесткой логикой были приоритетные переходы, которые имели тенденцию внезапно переходить между значениями приоритетов, или же назначение одинаковых приоритетов целям находящимся близко друг к другу. Чтобы избежать подобных ситуаций, оператору радара придется вмешаться в расстановку приоритетов для обеспечения независимого отслеживания

целей. Немаловажным является тот факт, что человек-оператор практически не способен обеспечивать корректную обработку информации при большом числе объектов и стрессовой ситуации независимо от его квалификации [6].

Подход нечеткой логики показал плавные переходы, допускающие большие вариации приоритетов. Это привело к возможности включения всей доступной информации в процесс принятия приоритетных решений. Таким образом, за счет повышения качества назначения приоритета удалось добиться улучшения качества результирующего распределения.

### Выводы

В целом можно сделать вывод, что подход нечеткой логики имеет ряд потенциальных преимуществ, таких как более гибкая приоритизация и возможность адаптации, которые исключают необходимость человеку-оператору вмешиваться в расстановку приоритетов, что особенно критично в ситуациях, сопровождающихся высокой скоростью изменения радиолокационной обстановки.

### Список использованной литературы

1. Непряев А.А., Шпигарь А.Н. Концепция когнитивного радара // Научный форум: Технические и физико-математические науки : сб. ст. по материалам XXXVI междунар. науч.-практ. конф. М. : Изд-во МЦНО. 2020. № 7(36).
2. Simulation Methods for Prioritizing Tasks and Sectors of Surveillance in Phased Array Radars / S.L.C. Miranda [et al.] // International Journal of Simulation. 2004. Vol. 5, N 1–2. P. 18–25.
3. Балакин Д.А., Керский Е.В. Разработка цифрового двойника радиолокационной станции дальнего обнаружения [Электронный ресурс] // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020. № 1. С. 10–18. Режим доступа: <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-1-10-18>.
4. Search and Track Scheduling for Multifunction Phased Array Radar [Электронный ресурс]. MathWorks - Support - MATLAB & Simulink: сайт. URL: <https://www.mathworks.com/help///fusion/examples/search-and-track-scheduling-for-multifunction-phased-array-radar.html> (дата обращения: 31.07.2020).
5. Тактика РТВ ВВС. Современное состояние и перспективы развития СВКН основных зарубежных государств : метод. указания к практ. и групповым занятиям / Сиб. федер. ун-т ; сост. : В.А. Копылов, В.С. Кунчев, Е.В. Сомов, В.М. Бацылев. Красноярск : СФУ, 2011. С. 9–12.
6. Татузов А.Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. М. : Радиотехника, 2009. С. 19–24.

---

Непряев Александр Александрович – главный специалист, НИИ «Центрпрограммсистем», 170024, г. Тверь, пр-т 50 лет Октября, д. 3А, e-mail: nepryaev@cps.tver.ru

### **The Target Priority Determination of Radar Based on Fuzzy Logic**

*Multifunction phased array radars have the ability to steer the radar beam electronically, adapting its parameters according to how the radar perceives the environment. Thus, the effective allocation of available resources is very important. Ranking radar tasks is an important sub-problem for radar resource management. When the radar resources are not sufficient to undertake all radar functions, the function priorities will indicate an appropriate manner of reallocating these resources. In order to improve the tracking performance of radar, a method based on the fuzzy logic model is given, aiming at the problem that the tracking task priority designing of traditional method cannot ensure radar always tracks important targets under multi-target trace. The results show that the method can effectively complete the air target priority estimation.*

**Key words:** *Phased array radar, priority, fuzzy logic, target parameter, multifunction radar, priority assignment.*

*Nepryaev Alexander – Chief specialist, Research Institute CENTERPROGRAMSYSTEM, 50 let Oktyabrya Ave. 3a, Tver, Russian Federation, 170024, e-mail: nepryaev@cps.tver.ru.*

**УДК 621.396.96**

**К.К. Васильев, А.В. Маттис, О.В. Саверкин**

### **ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФИЛЬТРАЦИИ В СВЯЗАННЫХ КООРДИНАТАХ ПРИ СОПРОВОЖДЕНИИ БЫСТРО МАНЕВРИРУЮЩИХ ЦЕЛЕЙ**

*Рассматриваются модели движения в связанной системе координат и алгоритмы траекторной фильтрации, основанные на таких моделях. Приводятся результаты исследования сравнительной эффективности известных и предложенных алгоритмов. Показано, что при сопровождении быстро маневрирующих целей алгоритмы в связанных координатах обеспечивают лучшую точность оценивания как координат, так и скорости сопровождаемого объекта.*

**Ключевые слова:** *связанная система координат, траекторная фильтрация, фильтр Калмана, сопровождение целей.*

При разработке алгоритмов траекторной фильтрации существенное значение имеет модель движения, положенная в основу алгоритма. В общем случае выбранная модель должна достаточно адекватно описывать динамику движения реальных целей и в то же время обеспечивать простоту статистического синтеза алгоритмов обработки радиолокационной информации. В работе [0] для описания траекторий маневрирующих воздушных целей предложена модель в связанной с направлением движения системе координат. Уравнение состояния в этом случае вместо проекций скоростей на координатные оси содержит скорость  $V_i$ , курс  $K_i$  и угол наклона траектории  $\varphi_i \in (-0,5\pi; 0,5\pi)$ . Изменение этих координат задается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} V_i &= V_{i-1} + aT_i\xi_{Vi}; \\ K_i &= K_{i-1} + v_K T_i \xi_{Ki}; \\ \varphi_i &= \varphi_{i-1} + v_\varphi T_i \xi_{\varphi i}; \\ i &= 1, 2, \dots, k, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $a$  — среднеквадратичное отклонение (СКО) ускорения;  $v_K$  — СКО скорости изменения курса;  $v_\varphi$  — СКО скорости возможного изменения угла наклона траектории рассматриваемого класса целей;  $\xi_{vi}$ ,  $\xi_{Ki}$ ,  $\xi_{\varphi i}$  — стандартные гауссовские независимые случайные величины (СВ) с ковариационными матрицами  $V_{\xi_i} = M \left\{ \begin{matrix} \bar{\xi}_i & \bar{\xi}_i^T \\ \bar{\xi}_i & \bar{\xi}_i^T \end{matrix} \right\}$ ;  $T_i$  — интервал времени между соседними отсчетами.

Важное преимущество такого подхода заключается в том, что основные параметры модели определяются только типом цели и не привязаны к искусственно введенным координатным осям. Характерные реализации, полученные с использованием предложенной модели, показывают лучшее сходство с реальными траекториями маневрирующих воздушных целей. На рисунке 1,а представлены реализации траекторий, полученные при  $a = 0$ ,  $v_K = 1$  град/с, на рисунке 1,б — при  $a = 1$  м/с<sup>2</sup>,  $v_K = 3$  град/с.

Многие существующие алгоритмы траекторной фильтрации основаны на известной линейной стохастической модели [0, 0]. Частный случай уравнений такой модели, содержащий проекции ускорений на оси декартовой системы координат, имеет следующий вид:



$$\begin{aligned}
x_i &= x_{(i-1)} + v_{x(i-1)}T_i; \\
y_i &= y_{(i-1)} + v_{y(i-1)}T_i; \\
z_i &= z_{(i-1)} + v_{z(i-1)}T_i; \\
v_{xi} &= v_{x(i-1)} + a_x T_i \xi_{vxi}; \\
v_{yi} &= v_{y(i-1)} + a_y T_i \xi_{vyi}; \\
v_{zi} &= v_{z(i-1)} + a_z T_i \xi_{vzi},
\end{aligned} \tag{2}$$

где  $x_i, y_i, z_i$  — декартовы координаты положения объекта;  $v_{xi}, v_{yi}, v_{zi}$  — проекции скорости на оси X, Y и Z соответственно;  $\xi_{vxi}, \xi_{vyi}, \xi_{vzi}$  — стандартные гауссовские независимые СВ;  $a_x, a_y, a_z$  — СКО ускорений движения объекта по осям X, Y и Z соответственно.

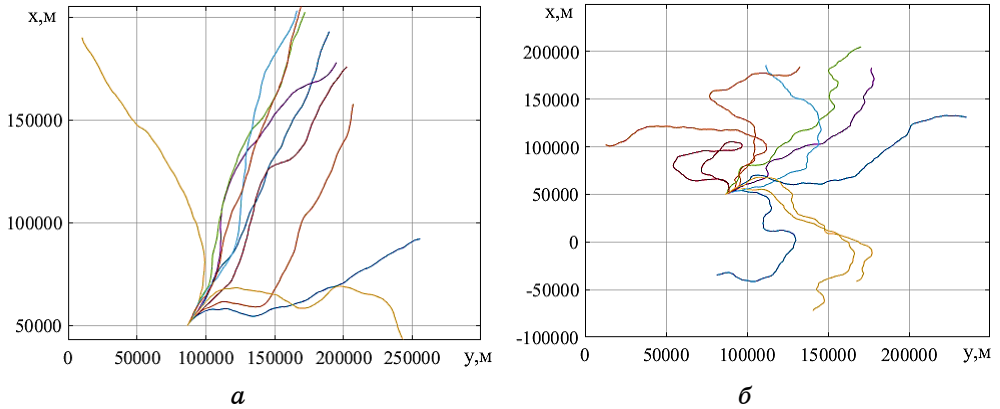


Рисунок 1 — Характерные реализации

Для выполнения траекторной фильтрации в таком алгоритме часто используется линейный фильтр Калмана (АФ1) [0–0]:

$$\bar{x}_i = \bar{x}_{\partial i} + B_i (\bar{z}_i - C \bar{x}_{\partial i}), \tag{3}$$

где  $\bar{x}_{\partial i} = \wp_i \bar{x}_{i-1}; \quad B_i = P_i C^T V_{ni}^{-1}; \quad P_i = P_{\partial i} (E + C^T V_{ni}^{-1} C P_{\partial i})^{-1};$

$$P_{\partial i} = \wp_i P_{(i-1)} \wp_i^T + \wp_i V_{\xi i} \wp_i^T;$$

$$\wp_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & T_i & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & T_i & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad \wp_i = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ a_x T_i & 0 & 0 \\ 0 & a_y T_i & 0 \\ 0 & 0 & a_z T_i \end{pmatrix}.$$

Однако для случая применения такой модели параметры ускорений оказываются привязанными к искусственно введенным координатным осям, что приводит к дополнительным ошибкам при выполнении фильтрации и снижает диапазон скоростей, для которого оценки фильтра будут эффективными.

В алгоритме (АФ2), основанном на модели (1), для оценивания траекторных параметров используются те же выражения. Отличие заключается лишь в выражении для расчета ковариационной матрицы ошибок прогнозирования [0-0]:

$$P_{\partial i} = \varphi'_i(\bar{x}_{i-1})P_{(i-1)}\varphi_i'^T(\bar{x}_{i-1}) + \vartheta_i V_{\xi_i} \vartheta_i^T,$$

где  $\varphi'_i(\bar{x}_{i-1}) = d\varphi_i(\bar{x}_{i-1}) / d\bar{x}_{i-1}$ .

Однако фильтр, основанный на такой модели, будет нелинейным, что существенно усложнит его реализацию и последующую отладку. В связи с этим в работах [0-0] предложено использовать преобразованные уравнения модели (1), описывающие изменения связанных координат во времени, следующим образом:

$$\begin{aligned} x_i &= x_{(i-1)} + v_{x(i-1)} T_i, \\ y_i &= y_{(i-1)} + v_{y(i-1)} T_i, \\ z_i &= z_{(i-1)} + v_{z(i-1)} T_i, \\ \bar{v}_{xi} &= \bar{v}_{x(i-1)} + I_{xK}(\bar{v}_{x(i-1)}) \bar{\xi}_{Ki}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\bar{v}_{xi} = (v_{xi} \quad v_{yi} \quad v_{zi})^T$ ;  $\bar{\xi}_{Ki} = (aT_i \xi_{vi} \quad v_K T_i \xi_{Ki} \quad v_\varphi T_i \xi_{\varphi i})^T$ ;

$V_{i-1} = \left| \bar{v}_{x(i-1)} \right| = \sqrt{v_{x(i-1)}^2 + v_{y(i-1)}^2 + v_{z(i-1)}^2}$ ;  $v_{пл(i-1)} = \sqrt{v_{x(i-1)}^2 + v_{y(i-1)}^2}$ ;

$I_{xK}(\bar{v}_{x(i-1)}) = \frac{d\bar{v}_{x(i-1)}}{d\bar{V}_{i-1}}$ ;  $\cos K_{i-1} = v_{x(i-1)} / v_{пл(i-1)}$ ;  $\cos \varphi_{i-1} = v_{пл(i-1)} / V_{i-1}$ .

Такой подход позволяет встроить связанные координаты в линейную модель, а полученные уравнения оказываются более пригодными для разработки фильтров. При этом для оценки траекторных параметров также используются выражения фильтра Калмана (3), а ковариационная матрица ошибок прогнозирования рассчитывается следующим образом:

$$P_{\partial i} = \wp_i P_{(i-1)} \wp_i^T + \vartheta_i(\bar{x}_{i-1}) V_{\xi_i} \vartheta_i^T(\bar{x}_{i-1}),$$

где  $\vartheta_i(\bar{x}_{i-1}) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ I_{xK}(\bar{v}_{x(i-1)}) \vartheta_{Vi} \end{pmatrix}$  — 6×3-матричная функция вектора

состояния  $\bar{x}_{(i-1)}$ ;  $\mathbf{0}$  — нулевая 3×3-матрица;  $\vartheta_{Vi} = \text{diag}(aT_i \quad v_K T_i \quad v_\varphi T_i)$ .

Ковариационная матрица порождающего процесса в этом случае принимает вид:

$$I_{xK} \left( \bar{v}_{x(i-1)} \right) \mathfrak{D}_{V_i} \mathfrak{D}_{V_i}^T I_{xK}^T \left( \bar{v}_{x(i-1)} \right) = \begin{pmatrix} a_{xi}^2 & a_{yxi} & a_{zxi} \\ a_{yxi} & a_{yi}^2 & a_{zyi} \\ a_{zxi} & a_{zyi} & a_{zi}^2 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

В полученном алгоритме (АФ3) на каждом шаге оценивания, с учетом оцененных значений скорости цели  $V_{(i-1)}$ , курса  $K_{(i-1)}$  и угла наклона траектории  $\hat{\varphi}_{(i-1)}$ , рассчитываются оценки параметров ускорения  $a_x, a_y, a_z$ . Эти значения можно рассматривать как адаптацию параметров  $a_x, a_y, a_z$  на очередном этапе наблюдения.

Такой алгоритм предполагает неразделимую по координатам фильтрацию, однако при обнулении внедиагональных элементов матрицы (5) становится возможным применение отдельного оценивания (АФ4) при условии независимости наблюдений по координатам.

В ходе исследований [0–0] установлено, что алгоритм с отдельным оцениванием по координатам, основанный на модели (4), не уступает в точности нелинейному фильтру, основанному на модели (1), а при определенных условиях даже превосходит его.

Отдельный интерес представляет исследование эффективности предложенных алгоритмов при сопровождении интенсивно маневрирующих целей. Для проведения такого анализа было выполнено компьютерное моделирование в среде Matlab при следующих начальных условиях:

– интенсивное маневрирование по курсу при малой скорости ( $V = 100$  м/с,  $a = 0$  м/с<sup>2</sup>,  $v_K = 20$  град/с);

– ускорение с маневрированием на высокой скорости ( $V = 900$  м/с,  $a = 5$  м/с<sup>2</sup>,  $v_K = 3$  град/с).

На рисунке 2,а представлены погрешности оценивания координаты для исследуемых алгоритмов. Хорошо видно, что алгоритмы, основанные на моделях в связанных координатах, превосходят в точности линейный фильтр Калмана, основанный на модели (2). При таких начальных условиях выигрыш в точности оценивания скорости также обеспечивают АФ3 и АФ4; фильтр АФ2 немного уступает АФ1 (рисунок 2,б).

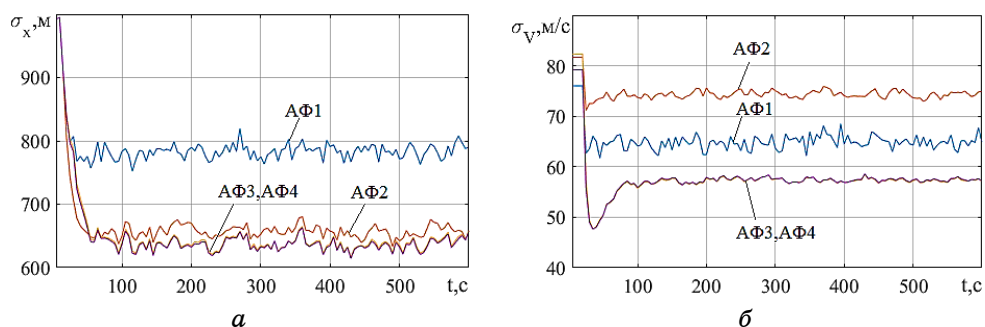


Рисунок 2 — Погрешности оценивания координаты  $x$  (а) и скорости (б)

На рисунке 3,а при сопровождении скоростной маневрирующей цели наилучшую точность оценивания координат имеет АФ2 – выигрыш относительно АФ1 около 10 %. АФ4 имеет точность на уровне АФ1, АФ3 имеет наибольшее значение погрешности. При оценивании скорости (рисунок 3,б) наилучший результат также имеет АФ2 – выигрыш относительно АФ1 также около 10 %. АФ3 и АФ4 имеют близкую точность оценивания скорости и уступают АФ1 порядка 20 %.

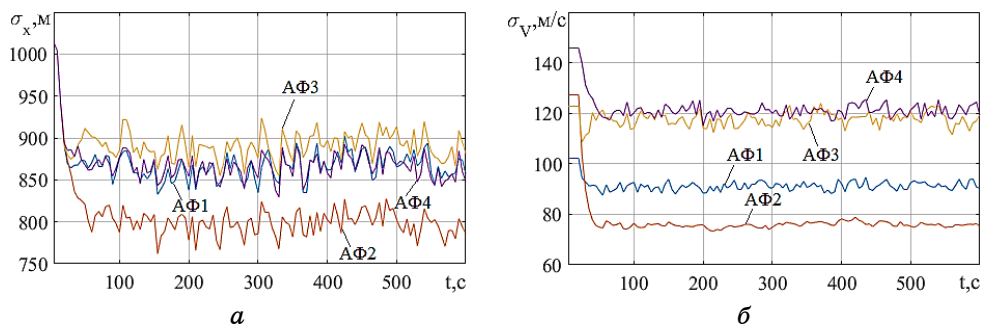


Рисунок 3 — Погрешности оценивания координаты  $x$  (а) и скорости (б)

Таким образом, полученные результаты подтверждают, что применение алгоритмов фильтрации, основанных на моделях движения в связанных координатах, оказывается более эффективным при сопровождении быстро маневрирующих целей.

### Список использованной литературы

1. Васильев К.К., Маттис А.В. Связанные стохастические модели движения радиолокационных целей // Автоматизация процессов управления. 2017. № 4(50). С. 14–18.
2. Радиотехнические системы: учеб. для студентов вузов / Ю.М. Казаринов [и др.] ; под ред. Ю.М. Казаринова. М. : Издательский центр «Академия», 2008. 592 с.

3. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. В 2 ч. СПб. : СПбГЭТУ, 2014. Ч. 1. 164 с.
4. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. М. : Радио и связь, 1993. 320 с.
5. Васильев К.К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени : учеб. пособие. М. : Радиотехника, 2016. 288 с.
6. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. СПб. : СПбГЭТУ, 2014. Ч. 2. 180 с.
7. Маттис А.В., Саверкин О.В. Эффективность траекторной фильтрации в связанных координатах // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2018. № 11. С. 19–24.
8. Васильев К.К., Маттис А.В. Траекторная фильтрация в связанных координатах // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2018. № 11. С. 11–18.
9. Васильев К.К., Саверкин О.В. Фильтрация траекторных параметров в связанных координатах // Радиотехника. 2019. № 9(14). С. 56–62.

---

*Васильев Константин Константинович – доктор технических наук, профессор, кафедры «Телекоммуникации», Ульяновский государственный технический университет, 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, д. 32, e-mail: vkk@ulstu.ru.*

*Маттис Алексей Валерьевич – кандидат технических наук, главный конструктор ФНПЦ АО «НПО «Марс», г. Ульяновск, ул. Солнечная, д. 20, e-mail: mattisav@rambler.ru.*

*Саверкин Олег Владимирович – инженер-исследователь 1 категории ФНПЦ АО «НПО «Марс», г. Ульяновск, ул. Солнечная, д. 20, e-mail: saverkin-oleg@mail.ru.*

### **Filtering Efficiency in the Body-Fixed Frame for Fast Maneuvering Target Tracking**

*The article discusses motion models in the body-fixed frame and some trajectory filtering algorithms based on such models. The results of the study of the comparative efficiency of the proposed algorithms and the Kalman linear filter are presented. It was established that algorithms based on the models in the body-fixed frame for tracking fast maneuvering targets provide better accuracy in estimating both coordinates and speed of the tracked object.*

**Keywords:** *Body-fixed frame, trajectory filtering, Kalman filter, target tracking.*

*Konstantin K. Vasiliev – Dr. of Sci. (Engineering), Professor of the Department of Telecommunication of Ulyanovsk State Technical University, 32, Severny Venetz str., 432027 Ulyanovsk, Russia, e-mail: vkk@ulstu.ru.*

*Alexey V. Mattis – Cand. of Sci. (Engineering), design manager of FRPC JSC RPA ‘Mars’, 20, Solnechnaya str., 432022 Ulyanovsk, Russia, e-mail: mattisav@rambler.ru*

*Oleg V. Saverkin – first category research engineer of FRPC JSC RPA ‘Mars’, 20, Solnechnaya str., 432022 Ulyanovsk, Russia, e-mail: saverkin-oleg@mail.ru.*

**УДК 621.396.96, 004.94**

**М.А. Иноземцев**

### **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ GPRMAX ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАБОТЫ ГЕОРАДАРА**

*Рассматривается вопрос численного моделирования работы георадаров и применения программного обеспечения gprMax для решения этой задачи. Приведены основные принципы работы георадара, а также метода конечных разностей во временной области. Представлены основные сведения о программном обеспечении gprMax и результаты моделирования работы георадара в gprMax при проведении георадиолокационного исследования горной выработки.*

***Ключевые слова:** подповерхностная радиолокация, георадар, моделирование, метод FDTD, gprMax.*

Современный уровень элементной базы и вычислительной техники способствовали развитию технологий подповерхностной радиолокации, которая в настоящее время используется в различных отраслях техники. В частности, перспективным направлением применения георадаров в горном деле является обследование подземных горных выработок с целью оценки их устойчивости, прогнозирования деформаций, поиск мест разуплотнения горной породы и других задач.

Выпускаемые промышленностью в настоящее время георадары позволяют проводить измерения на различных частотах, с различными типами антенн и параметрами обработки сигнала, исходя из цели исследований, а также требований к глубине зондирования и разрешающей способности.

Задачи выбора оптимальных параметров георадиолокационного исследования для решения конкретной задачи или изучения работы георадара наиболее эффективно могут быть выполнены с помощью численного моделирования, на основании результатов которого можно также предоставить рекомендации по проведению измерений и обработке полученных результатов [2].

Принцип работы радара подповерхностного зондирования (георадара) основан на излучении в зондируемую среду импульсов метрового и дециметрового диапазонов и последующем приеме сигналов, отраженных от границ раздела слоев с разной диэлектрической проницаемостью или проводимостью [1].

В качестве зондирующих сигналов в подповерхностной радиолокации используют сверхширокополосные импульсы длительностью от 0,5 до 10 нс, состоящие из 1–2 периодов колебаний, типичная форма которых приведена на рисунке 1. Центральная частота спектра таких импульсов составляет от десятков мегагерц до сотен гигагерц. Формирование таких импульсов производится ударным методом возбуждения широкополосной передающей антенны, при этом, чем короче длительность импульса, тем выше разрешающая способность, но меньше глубина зондирования [2].

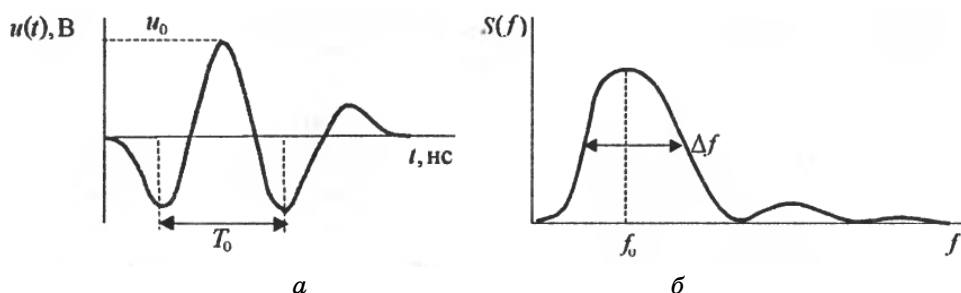


Рисунок 1 — Форма (а) и спектр (б) зондирующего импульса георадара

При распространении электромагнитной волны на границе раздела двух сред с различными значениями диэлектрической проницаемости возникает отраженная волна, интенсивность которой будет зависеть от поглощающих свойств среды. Форма отраженного сигнала определяется электрофизическими свойствами горных пород, а также зависит от того, насколько резко выражена граница перехода между слоями.

В результате обработки сигналов, полученных при перемещении георадара, формируется радарограмма, интерпретируя которую, получают сведения об объектах, расположенных в зондируемой среде.

Численное моделирование распространения электромагнитных волн (ЭМВ) или формирования отраженных сигналов в неоднородных слоистых средах, к которым относятся и массивы горных пород, является достаточно сложной задачей. Это обусловлено: анизотропией электрофизических характеристик горных пород; зачастую неизвестными значениями диэлектрической проницаемости горных пород и толщин слоев; зависимостью электрофизических параметров горных пород от частоты сигнала.

Для численного моделирования работы георадаров применяются различные вычислительные методы, однако наибольшее распространение получил метод конечных разностей во временной области — Finite Difference Time Domain, FDTD. Метод предложен К. Йи (К. Yee) в 1966 г. и основан на численном решении уравнений Максвелла, представленных в дифференциальной пространственно-временной форме. Суть метода состоит в том, что пространство, в котором необходимо рассчитать распределение электромагнитного поля, разделяется на элементарные объемы (ячейки Йи — Yee cells) с пространственным шагом  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ . Сетки для полей  $E$  и  $H$  смещены относительно друг друга в пространстве и по времени на половину шага по каждой из переменных (рисунок 2), при этом значения на каждом последующем шаге вычисляются на основании значений, полученных на предыдущем.

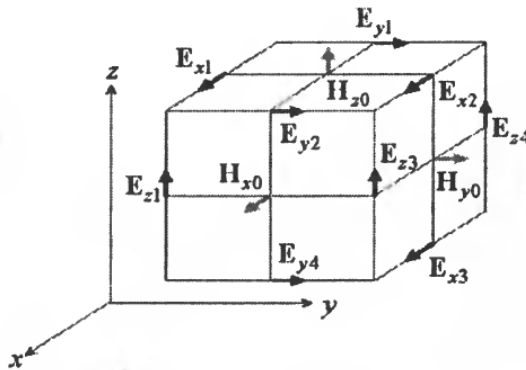


Рисунок 2 — Базовый элемент сетки метода FDTD [1]

Максимально допустимый временной шаг при моделировании методом FDTD определяется критерием Куранта, смысл которого заключается в том, чтобы диагональ ячейки не была больше, чем расстояние, пройденное электромагнитной волной за время  $\Delta t$  [2]:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}}, \quad (1)$$

где  $c$  — скорость света.

Если условие (1) не выполняется, то моделирование не имеет физического смысла.

При использовании метода необходимо задание искусственных граничных условий (absorbing boundary condition — ABC) при переходе от анализируемой области к свободному пространству для исключения отражения сигнала при достижении внешней границы.



На использовании метода FDTD основана работа программного обеспечения (ПО) *grMax*, разработанного К. Уорреном (C. Warren) и А. Джаниопулосом (Antonis Giannopoulos). Первая версия *grMax* появилась в 1996 году и была реализована на языке программирования C, в настоящее время проект переработан на языке программирования Python и представляет собой кросс-платформенное ПО, работающее под управлением большинства современных операционных систем. ПО *grMax* не имеет оконного графического интерфейса, взаимодействие пользователя с программой происходит через командную строку, исходные данные для моделирования должны быть предварительно сформированы в текстовом файле с расширением \*.in.

В состав пакета включены библиотеки антенн и материалов, представленных моделями идеального проводника и воздуха. Для задания реалистичных свойств грунта имеется ряд функций. Кроме того, при описании какого-либо материала есть возможность использовать анизотропные характеристики, добавлять дисперсионные свойства к материалу, применяя модели Дебая, Друде и Лоренца.

ПО *grMax* предоставляет возможность производить моделирование одиночной трассы (А-сканирование) или набора трасс (В-сканирование). Кроме того, *grMax* можно использовать для расчета распределения поля антенн георадаров и решения других задач, связанных с моделированием электромагнитного поля. Подробную информацию о *grMax* и его применении можно получить из [3] и [4].

Исходными данными для моделирования являются геометрические размеры модели, шаг дискретизации по осям  $x$ ,  $y$ ,  $z$ , электрофизические характеристики материалов, тип и характеристики источников электромагнитного поля (тип излучателя, центральная частота зондирующего импульса и его амплитуда), размер временного окна моделирования.

В результате моделирования формируется либо одиночный файл с расширением \*.out (для А-сканирования), либо набор файлов \*.out (для В-сканирования). Графически результаты моделирования могут быть представлены в виде графиков составляющих напряженностей электрического и магнитного полей по осям координат либо в виде радарограммы.

Стоит отметить, что метод FDTD является ресурсоемким, и при малых значениях шага сетки и большом объеме модели требуется значительный объем оперативной памяти, а также значительно увеличивается время моделирования.

Рассмотрим применение *grMax* для моделирования георадиолокационного исследования горной выработки. Исходными данными для моделирования являются: толщина слоев массива, электрофизические характеристики горных пород, из которых состоит массив, тип антенной системы георадара, характеристики зондирующего сигнала

(форма сигнала, длительность, амплитуда), расстояние между приемной и передающей антеннами (база измерений).

Исследуемый массив горных пород представлен в виде слоистой среды с параметрами, приведенными в таблице 1. Моделирование будет производиться в массиве размерами 10×5×1 м.

Таблица 1 — Характеристика слоев модели горной выработки

Слой	Тип горной породы	Удельная электрическая проводимость, См/м	Диэлектрическая проницаемость	Толщина слоя, м
1	Алевролит	0,01	5	0,5
2	Каменный уголь	0,002	4	2
3	Песчаник	0,001	7	2

Форма зондирующего импульса, использованного в модели, и его спектр, рассчитанный в grfMax, представлены на рисунке 3. Центральная частота импульса равна 100 МГц, амплитуда — 100 В и длительность 20 нс. Передающая и приемная антенны — дипольные. Расстояние между антеннами — 1 метр.

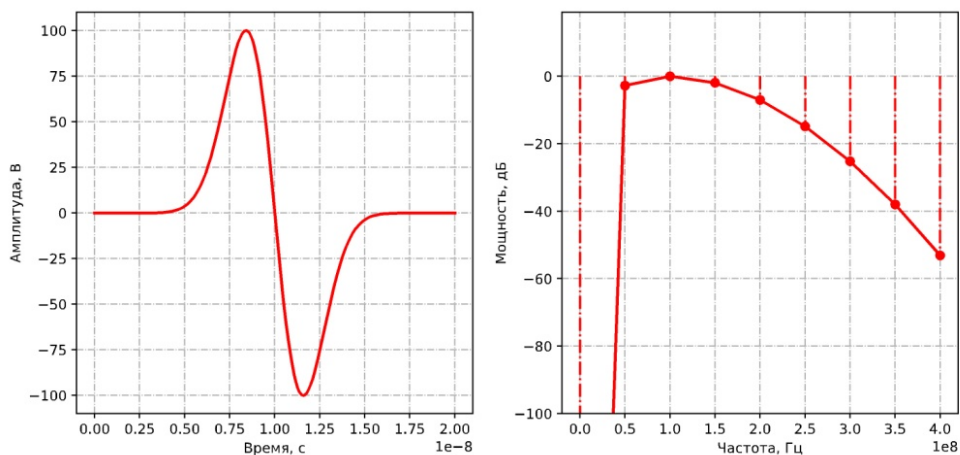


Рисунок 3 — Форма зондирующего импульса георадара, используемого в модели, и его спектр

Шаг дискретизации согласно [4] должен удовлетворять следующему условию:

$$\Delta l = \frac{\lambda_{\min}}{10}, \quad (2)$$

где  $\lambda_{\min}$  — наименьшая длина волны в моделируемой среде, м.

Наименьшая длина волны может быть определена исходя из наибольшей частоты в спектре сигнала и наименьшей скорости распространения волн в исследуемой модели. В соответствии с рисунком 3 наибольшая частота спектра  $f$  равна 400 МГц, а наименьшая скорость распространения волн будет в слое с максимальным значением диэлектрической проницаемости. Таким слоем в данной модели является песчаник (относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$  принята равной 7). Тогда наименьшая длина волны будет равна

$$\lambda_{\min} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{\max}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{400 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{7}} = 0,28 \text{ м}.$$

В соответствии с условием (2) размер ячейки был выбран 0,025 м. Использование ячейки меньшего размера приводит к увеличению требуемого для проведения вычислений объема оперативной памяти.

Размер временного окна моделирования задается таким образом, чтобы сигнал, отраженный от границы раздела слоев 2 и 3, успел достичь приемной антенны георадара (за это время сигнал должен пройти расстояние  $h$  от поверхности до данной границы дважды):

$$t_{\min} = \frac{2h\sqrt{\epsilon_{\max}}}{c} = \frac{2 \cdot 3,50 \cdot \sqrt{7}}{3 \cdot 10^8} = 6,2 \cdot 10^{-8} \text{ с} = 62 \text{ нс}.$$

После вычисления всех необходимых значений создается входной файл и запускается процесс моделирования А-сканирования, результат которого представлен на рисунке 4, где видна прямая волна и волны, отраженные от границ разделов сред с различными значениями диэлектрической проницаемости.

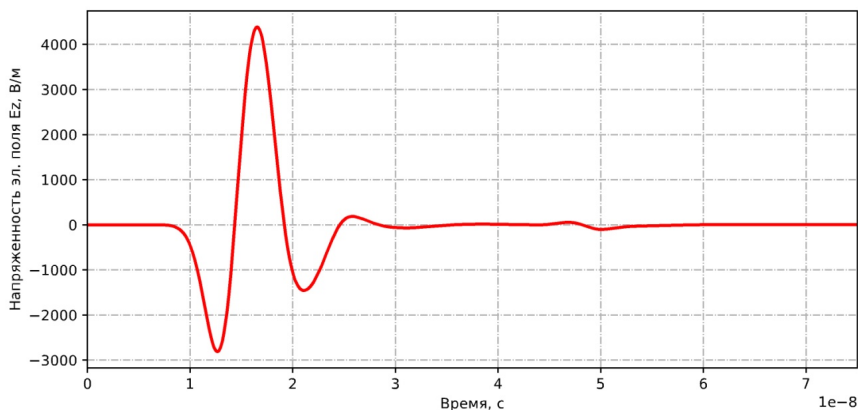


Рисунок 4 — Результат моделирования одиночной трассы

Моделирование В-сканирования проводилось с интервалом 0,1 м между каждой трассой. Результат моделирования В-сканирования при перемещении радара вдоль профиля представлен на рисунке 5.

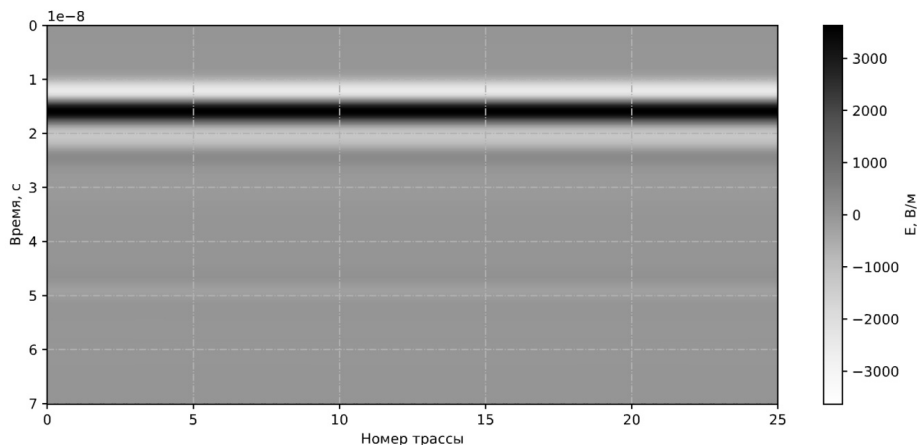


Рисунок 5 — Результат моделирования В-сканирования (радарограмма)

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что gprMax является удобным инструментом для численного моделирования работы георадара, который позволяет наглядно представить его работу и может быть использован для решения широкого круга задач.

### Список использованной литературы

1. Владов М.Л., Старовойтов А.В. Введение в георадиолокацию : учеб. пособие. М. : Изд-во МГУ, 2004. 153 с.
2. Вопросы подповерхностной радиолокации : коллективная моногр. / под ред. А.Ю. Гринева. М. : Радиотехника, 2005. 416 с. (Сер. Радиолокация).
3. Warren C., Giannopoulos A., Giannakis I. gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar // Computer Physics Communications. 2016, December. Vol. 209. P. 163–170.
4. gprMax User Guide [Electronic Resource]. URL : <http://docs.gprmax.com/en/latest/index.html> (дата обращения: 17.08.2020).
5. Моделирование работы георадара [Электронный ресурс]. URL: <https://habr.com/ru/post/484946/> (дата обращения: 17.08.2020).

---

*Иноземцев Максим Александрович – аспирант, кафедра телевидения и управления, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: ma87@sibmail.com.*

## Using Gprmax Software for Ground Penetrating Radar Modeling

*The issue of numerical modeling of the operation of georadars and the use of gprMax software for solving this problem is considered. The basic principles of the GPR operation, as well as the method of finite differences in the time domain, are presented. Basic information about the gprMax software and the results of modeling the operation of the GPR in gprMax during the GPR survey of a coal mine are presented.*

**Key words:** *Subsurface radar, ground penetrating radar, modeling, FDTD method, gprMax.*

*Inozemtsev Maksim Aleksandrovich – Post-graduate student, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: ma87@sibmail.com*

**УДК 621.391**

**А.А. Белых**

### **К ВОПРОСУ ВНЕДРЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ AFDX БЕЗ ЗАМЕНЫ БОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ**

*Рассматривается возможность замены «классических» стандартов межмашинных линий передачи данных в гражданском самолетостроении ARINC 429 на перспективный стандарт авиационного полнодуплексного коммутируемого соединения AFDX без необходимости изменения компоновки или доработки текущего БРЭО.*

**Ключевые слова:** *ARINC429, AFDX, БРЭО.*

В связи с применением новых концепций в авиационном приборостроении (цифровые линии передачи как голосовых, так и параметрических данных, электро-дистанционные системы управления, концепция стеклянной кабины и др.) требования к каналам передачи данных для авиационной техники постоянно растут.

Используемые стандарты (разработанные в 70-х – 80-х годах XX века) хоть и отвечают минимально необходимым требованиям, таким как высокая помехозащищенность, гарантированный детерминизм, высокая (по тем временам) скорость передачи данных, повсеместное использование и освоение промышленностью, но имеют так же ряд недостатков: низкую длину сегмента, однонаправленность линии связи, необходимость физического соединения оборудования по принципу

«каждый с каждым», а с учетом однонаправленности линии связи в ряде случаев необходимы две линии связи, что увеличивает не только стоимость прокладки линии связи, но и вес воздушного судна.

В большинстве случаев связь между компонентами бортового радиоэлектронного оборудования обеспечивается линиями на основе стандарта ARINC429, однако по описанным выше причинам данный стандарт не может обеспечить всевозрастающие требования к характеристикам линий передачи, имеет собственную обособленную архитектуру и соответствующие архитектурные ограничения.

Так, скорости передачи, предлагаемые данным стандартом: 12,5 кбит/с и 100 кбит/с, минимальный фрейм данных — 32-битное слово, разделенное на адресную и информационную части.

На смену упомянутому стандарту был разработан стандарт AFDX (Avionics Full-Duplex Switched Ethernet), описываемый стандартом ARINC 664, обеспечивающий большую скорость, пропускную способность, надежность и превосходящий по всем характеристикам ARINC429. В основу стандарта положены переработанные протоколы Ethernet, IP, UDP.

Результаты сравнения основных характеристик технологий ARINC429 и AFDX (ARINC 664) приведены в таблице 1. Форматы минимальных единиц данных ARINC 429 и AFDX приведены на рисунках 1, 2. Топологии сетей ARINC429 и AFDX представлены на рисунках 3, 4.

Таблица 1 — Сравнение характеристик ARINC429 – AFDX

Характеристика/ технология	ARINC 429	AFDX (ARINC 664)
Топология	Общая шина	Звезда
Режим передачи	Симплекс	Дуплекс
Скорость	100кбит/с	100мбит/с
Пропускная способность	2778 слов/с	~3000000 дейтаграммы/с
Задержка	Фиксированная	Ограничиваемая
Качество обслуживания	100 %	Настраиваемое
Количество приемников на 1 передатчик	До 20	Более 200

Метка слова	Идентификатор системы	Данные	Матрица состояния	Бит четности
8	2	19	2	1

Рисунок 1 — Обобщенный формат слова ARINC 429

Заголовок Ethernet	Заголовок IP	Заголовок UDP	Данные	Seq No	CRC
14	20	8	17 - 1471	1	32

Рисунок 2 — Формат дейтаграммы AFDX-сети

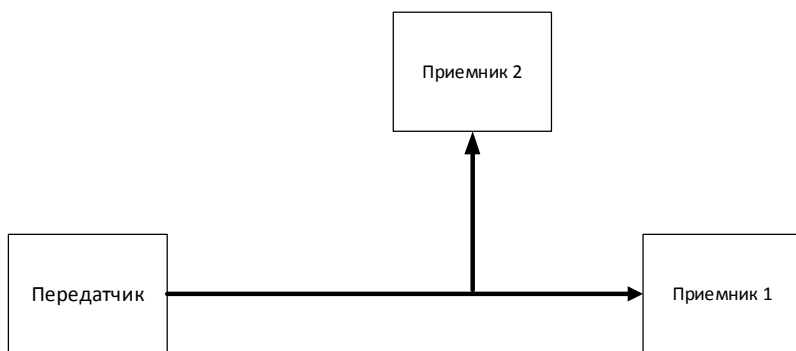


Рисунок 3 — Топология ARINC 429

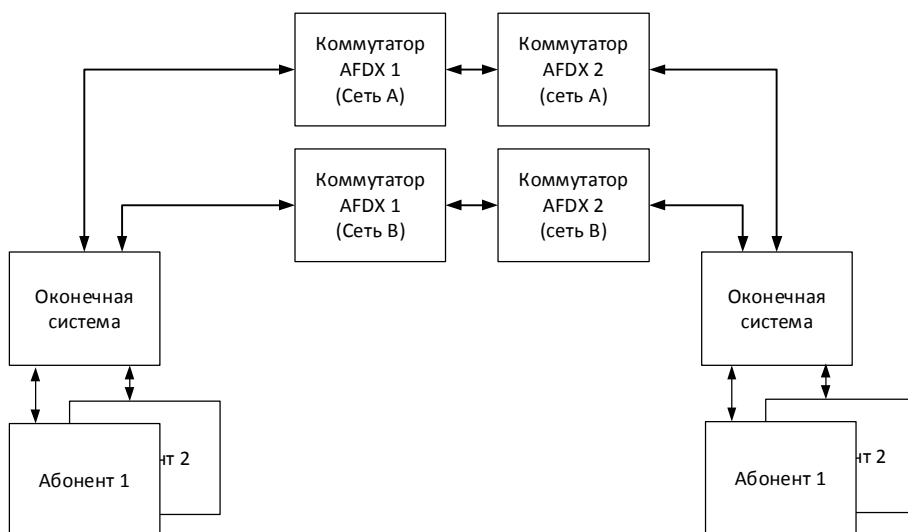


Рисунок 4 — Топология AFDX

Одной из возможностей проведения модернизации линии передачи, без переработки существующего или разработки нового бортового оборудования, является использование канальных шлюзов.

Канальным шлюзом в данном случае называется устройство преобразования данных из одной среды передачи (слова ARINC 429) в UDP-дейтаграммы сети AFDX. Внедрение сети AFDX предполагает как разработку топологии сети, так и организацию виртуальных каналов, предназначенных для реализации требований к прохождению информации от одной системы к другой (или многим). При этом сетью AFDX (для каждого абонента) должны удовлетворяться следующие, заранее определенные требования:

- минимальный промежуток времени между передачей дейтаграмм;
- максимальный джиттер прохождения дейтаграммы;

– максимальный размер дейтаграммы.

Это позволит обеспечить надежность не хуже чем в ARINC429 при большей скорости и пропускной способности линии связи, при этом требуя меньшее количество физических линий связи.

Ядром AFDX-сети являются дублированные коммутаторы, с заранее запрограммированными таблицами коммутации, определяющими источник и получатель информации и путь между ними по идентификатору виртуального канала. Виртуальный канал в данном случае можно рассматривать как логический туннель между абонентом-отправителем и абонентом (или абонентами)-получателем.

Каждой из систем, входящих в контур линии AFDX, должны быть назначены соответствующие логический адрес, виртуальный канал и порт. Порты и адреса стандартизированы в IEEE 802.3, но формат дейтаграммы изменен, в нем добавлено поле, содержащее номер виртуального канала. В качестве иллюстрации адресации по сети AFDX в сравнении с адресацией ARINC429 можно рассмотреть взаимодействие между двумя блоками по интерфейсу ARINC 429 (таблица 2).

Таблица 2 — Сравнение адресаций

	ARINC 429	AFDX
Идентификатор	Метка сообщения от 1 до 255	Номер виртуального канала
Формат содержимого	ДК, ДДК, СДС, ДТ, ISO5	ДК
Размер информационной части	19 бит	От 144 бит
Примечание. ДК — двоичный код; ДДК — двоично-десятичный код; СДС — слова дискретных сигналов; ДТ — данные техобслуживания; ISO5 — цифробуквенная информация в алфавите ISO № 5		

Задача канального шлюза (который можно назвать оконечным устройством) представляется в «переводе» данных из одной среды в другую и наоборот с сохранением заданных требований к среде передачи. Данное преобразование можно алгоритмически разделить на:

- 1) получение из канала ARINC429 слова данных;
- 2) проверку полученного слова на ошибочность/безошибочность (удовлетворение требованию четности, содержание матрицы состояния);
- 3) разделение слова данных на адресную и информационную части;
- 4) сопоставление метки сообщения ARINC429 номеру виртуального канала;
- 5) перенесение информационной части сообщения в UDP-дейтаграмму, формирование адресной информации (номера виртуального канала);
- 6) отправку дейтаграммы в сеть.



Принимающей системой, при необходимости, будет проведено обратное преобразование, дополнительно AFDX поддерживает резервирование, обеспечиваемое передачей дейтаграмм одновременно по двум сетям, и возможность отправки данных от нескольких систем (портов) в рамках одного виртуального канала.

Для реализации этой схемы можно использовать как ПЛИС, так и готовые изделия, например, на основе микроконтроллера интерфейсов 1888BC048 (СБИС МИ БИУС) производства ЗАО НТЦ «Модуль» или комбинацию указанных способов.

Использование описанной технологии позволит применять существующее оборудование в совокупности с новой инфраструктурой передачи данных на борту ВС, а в случае появления блоков аналогов с поддержкой технологии AFDX заменить БРЭО без необходимости замены кабельной сети и адресации.

### Список использованной литературы

1. Кучерявый А.А. Бортовые информационные системы : курс лекций / под ред. В.А. Мишина и Г.И. Ключева. 2-е изд. перераб. и доп. Ульяновск : УлГТУ, 2004. 504 с.

2. The Evolution of Avionics Networks From ARINC 429 to AFDX, Fuchs, 2012.

---

*Белых Анатолий Анатольевич – инженер-конструктор, Научно-исследовательский институт авиационного оборудования, 140185, г. Жуковский, ул. Туполева, 18, e-mail: belykh.anatoliy@yandex.ru*

#### **On the Issue of Introducing AFDX Technology Without Replacing the Avionics Of Aircraft**

*The article discusses the possibility of replacing the "classic" standards of machine-to-machine data transmission lines in civil aircraft construction - ARINC 429 for the promising standard for aviation full-duplex AFDX dial-up connections, without the need to change the layout or refine the current avionics.*

**Key words:** ARINC429, AFDX, avionics.

*Anatoliy A. Belykh, design engineer JSC "NIIAO", Zhukovskiy, Russian Federation.*

Г.Н. Якушевич

### АЛГОРИТМ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

*Приведены матричные уравнения, позволяющие в матричном виде проводить анализ и синтез четырехполюсников согласующих цепей (СЦ). Приведены результаты расчетов.*

*Ключевые слова: матричный алгоритм, анализ, синтез, четырехполюсник.*

Классический анализ и синтез четырехполюсников СЦ обычно проводится на основе аналитических выражений или круговых диаграмм. Приведенные аналитические выражения в работе [1] и круговые диаграммы в работах [2, 3] не позволяют в матричном виде проводить анализ и синтез четырехполюсников СЦ. В работе [4] получены матричные уравнения, позволяющие на основе коэффициентов передачи проводить анализ и синтез многополюсников.

В данной работе рассмотрен матричный алгоритм анализа и синтеза четырехполюсников СЦ на основе параметров рассеяния или S-параметров, позволяющий получить при синтезе заданное значение фазы коэффициента передачи.

#### Алгоритм анализа четырехполюсника СЦ

На рисунке 1 приведены П-образная (рисунок 1,а) и Т-образная (рисунок 1,б) обобщенные структурные схемы реактивного четырехполюсника СЦ.

На основе метода узловых потенциалов [5] ненормированная матрица Y-параметров П-образного реактивного четырехполюсника СЦ, приведенного на рисунке 1,а запишется

$$Y = \begin{bmatrix} jB_1 + jB_{12} & -jB_{12} \\ -jB_{21} & jB_2 + jB_{12} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Нормированная матрица Y-параметров реактивного четырехполюсника СЦ [6], приведенного на рисунке 1, запишется

$$Y_H = \begin{bmatrix} (jB_1 + jB_{12})R_T & -jB_{12}\sqrt{R_T R_H} \\ -jB_{21}\sqrt{R_T R_H} & (jB_2 + jB_{12})R_H \end{bmatrix}, \quad (2)$$

или в матричном виде

$$Y_H = RYR, \quad (3)$$

где  $R = \begin{bmatrix} \sqrt{R_{\Gamma}} & 0 \\ 0 & \sqrt{R_{\text{H}}} \end{bmatrix}$ .

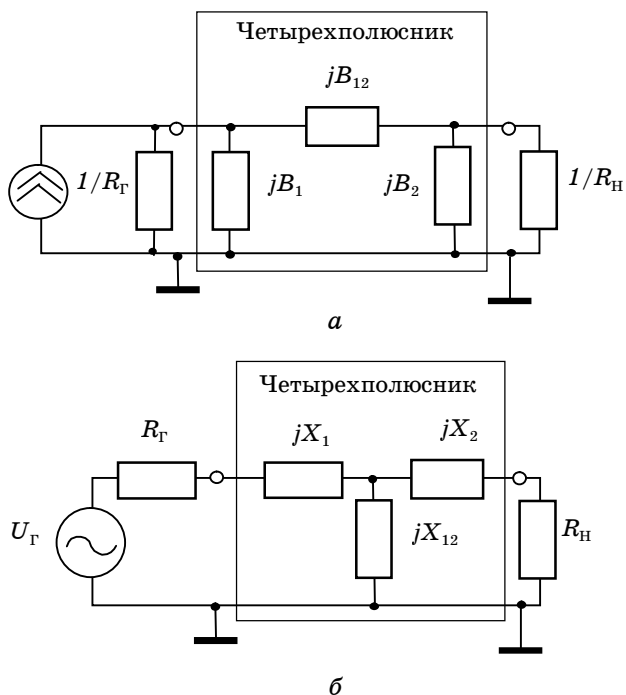


Рисунок 1 — Обобщенные  $\Pi$ -образная (а) и Т-образная (б) структурные схемы реактивного четырехполюсника СЦ

Используя формулу перехода от матрицы  $Y$ -параметров к матрице  $S$ -параметров [7], получим

$$S = 2(Y_{\text{H}} + E)^{-1} - E, \quad (4)$$

где  $E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  — единичная диагональная матрица.

### Алгоритм синтеза четырехполюсника СЦ

Нормированная матрица  $S$ -параметров согласованного реактивного четырехполюсника [6] запишется в следующем виде

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \exp(j\Theta) \\ \exp(j\Theta) & 0 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $\Theta$  — значение фазы СЦ на частоте согласования.

Переходя от матрицы  $S$ -параметров к нормированной матрице  $Y_{\text{H}}$ -параметров, получим

$$Y_H = 2(S + E)^{-1} - E. \quad (6)$$

Переходя от нормированной матрицы  $Y_H$ -параметров к ненормированной матрице  $Y$ -параметров, получим

$$Y = R^{-1}Y_H R^{-1} = \begin{bmatrix} jB_1 + jB_{12} & -jB_{12} \\ -jB_{21} & jB_2 + jB_{12} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Для Т-образного четырехполюсника матрица  $Z$ -параметров запишется

$$Z = Y^{-1} = \begin{bmatrix} jX_1 + jX_{12} & jX_{12} \\ jX_{21} & jX_2 + jX_{12} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

На рисунке 2 приведены номированные результаты синтеза  $Y$ -параметров и  $Z$ -параметров  $\Pi$ -образного и Т-образного четырехполюсников СЦ для нормированных сопротивлений генератора  $R_\Gamma = 1$  Ом ( $Y_\Gamma = 1/R_\Gamma$ ) и нагрузки  $R_H = 2$  Ом ( $Y_H = 1/R_H$ ) и значений фазы коэффициента передачи  $\Theta$  от минус 150 градусов до плюс 150 градусов для частоты  $\omega = 1$ .

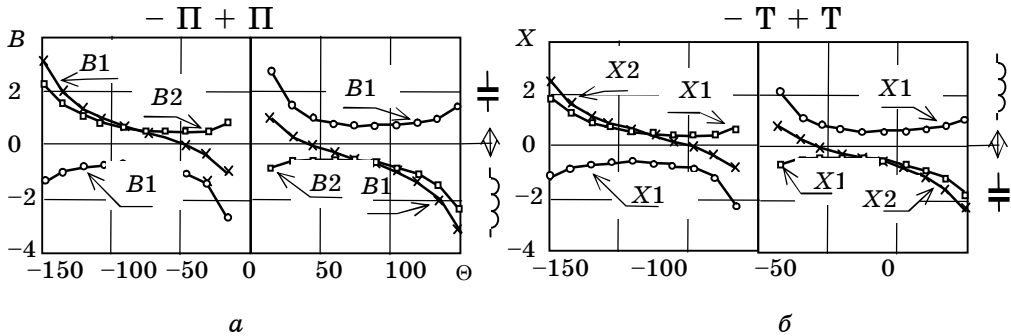


Рисунок 2 — Зависимости  $Y$ -параметров  $\Pi$ -образного (а) и  $Z$ -параметров Т-образного (б) четырехполюсников СЦ

В таблице 1 приведены результаты синтеза (принципиальные схемы) и анализа (частотные зависимости коэффициентов передачи и отражения от  $\Theta$ ).

Из таблицы 1 видно, что в зависимости от фазы коэффициента передачи  $\Theta$  в принципиальных схемах реактивных четырехполюсниках СЦ происходит замена элементов (индуктивности на емкости и емкости на индуктивности).