



ПРОСПЕКТ СВОБОДНЫЙ-2016

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ СТУДЕНТОВ,
АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЁНЫХ

ЭЛЕКТРОННЫЙ СБОРНИК МАТЕРИАЛОВ
МЕЖДУНАРОДНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ СТУДЕНТОВ,
АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЁНЫХ
«ПРОСПЕКТ СВОБОДНЫЙ-2016»,
ПОСВЯЩЁННОЙ ГОДУ ОБРАЗОВАНИЯ
В СОДРУЖЕСТВЕ НЕЗАВИСИМЫХ ГОСУДАРСТВ

КРАСНОЯРСК, СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

15-25 АПРЕЛЯ 2016 Г.

Министерство образования и науки Российской Федерации
ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»

Сборник материалов
Международной конференции студентов,
аспирантов и молодых учёных
«Перспектив Свободный-2016»,
посвящённой Году образования
в Содружестве Независимых Государств

Красноярск, Сибирский федеральный университет, 15-25 апреля
2016 г.

Красноярск, 2016



ПЕРСПЕКТИВ СВОБОДНЫЙ-2016

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЁНЫХ

Красноярск, Сибирский федеральный университет, 15-25 апреля 2016 г.

«Радиоэлектронные системы локации, навигации и управления»



РАЗРАБОТКА АНТЕННЫ ДЛЯ ПРИЁМА СИГНАЛОВ РСДН-20

А.С. Гурин, Е.А. Путилов, Ж.Б. Абдылдаев, Р.Ю. Шишкин, С.Е. Копылов,
Неверов А.С.

научный руководитель канд. тех. наук Валиханов М.М.

Сибирский федеральный университет

Радиотехническая Система Дальней Навигации-20 (РСДН-20 или Альфа), работающая в диапазоне низких частот, предназначенная для определения координат самолётов и кораблей различного назначения. Дальность действия – 10 тыс. км от ведущей станции. Точность место определения 2,5...7 км. Изначально система Альфа состояла из трёх передатчиков, которые расположены в районе Новосибирска, Краснодара, Комсомольска-на-Амуре. Эти передатчики излучают последовательности сигналов длительностью 3,6 секунд, состоящие из шести импульсов на частотах 11,905 кГц, 12,649 кГц и 14,881 кГц продолжительностью 400 мс с паузами в 200 мс. Далее число станций было увеличено до шести.

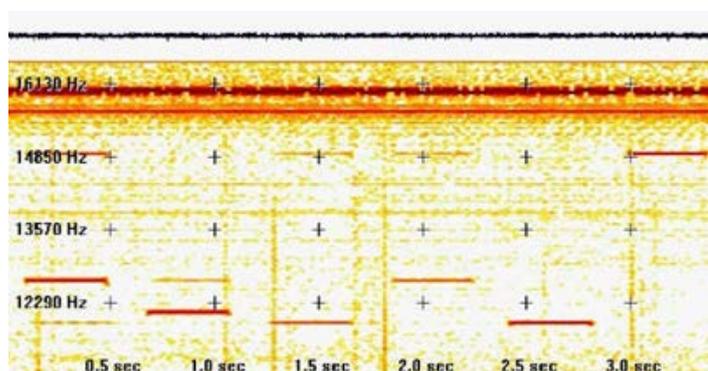


Рис.1 – Спектрограмма

Для приема сигналов системы Альфы авторами статьи были построены три вида антенн, значительно различающихся по конструктиву и габаритам.

Антенна первого типа (рис. 2). Ферритовые стержни было решено применить из-за увеличения напряженности в $\mu=2000$, как следствие уменьшения размеров и увеличение чувствительности антенны. Антенна состоит из:

1. шести ферритовых стержней, расположенных по окружности, длиной $L_1=200$ мм, диаметром $d=8$ мм и магнитной проницаемостью $\mu=2000$.
2. катушки из медной проволоки сечением $D=0.315$ мм, с кол-вом витков $N \approx 220 \pm 5$.
3. двух подложек с 6 отверстиями для стержней каждая.

Полученная индуктивность $L=15$ мГн, емкость $C=10$ нФ. Принять сигналы РСДН – 20 на анализаторе спектра R&S®FSL не удалось, ввиду неправильной конструкции и недостаточной чувствительности получившегося контура.

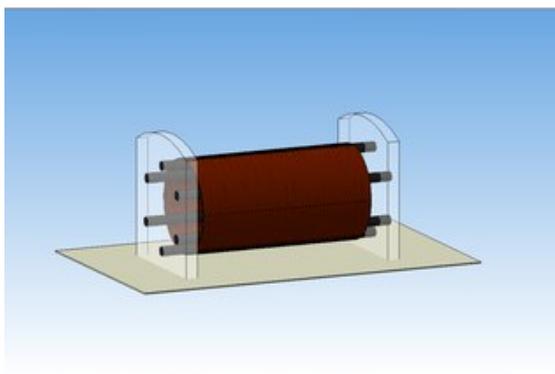


Рис.2 – Антенна первого типа



Рис.3 – Антенна второго типа

Антенна второго типа (рис. 3). Включает следующие элементы:

1. шести ферритовых стержней, плотно прилегающих друг к другу длиной $L=200$ мм, диаметром $d = 8$ мм, с магнитной проницаемостью $\mu=2000$.
2. катушки из медной проволоки сечением $D = 0.335$ мм, с кол-вом витков $N = 309$.

Сигналы системы РСДН-20 зарегистрировать на анализаторе спектра R&S®FSL не удалось. Отношение принимаемого сигнала и шума -110дб.

Антенна третьего типа (рис. 4). Состоит из двух дюралюминиевых труб разного диаметра $d_1 = 16$ мм, $d_2 = 20$ мм, каждая длиной по $l = 3$ метра и общей длиной $L = 5.5$ метров.

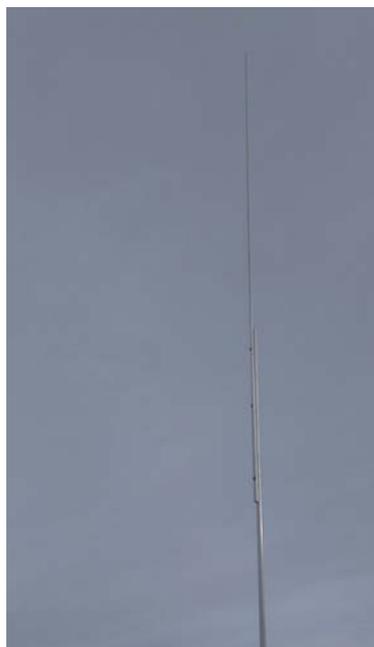


Рис.4 – Четвертая сконструированная антенна

Сигналы РСДН – 20 были получены на звуковую карту компьютера. В компьютере была установлена программа для работы со звуком Reaerг для обработки сигнала в режиме реального времени. Сигнал был получен на 3 частотах: 14.88 кГц, 12.65 кГц, 11.91 кГц. На рис. 5 представлена спектрограмма, которая получена в программе Matlab после обработки записанного звукового файла. Временные интервалы принятых сигналов полностью совпадают с известным форматом сигналов

РСДН-20.

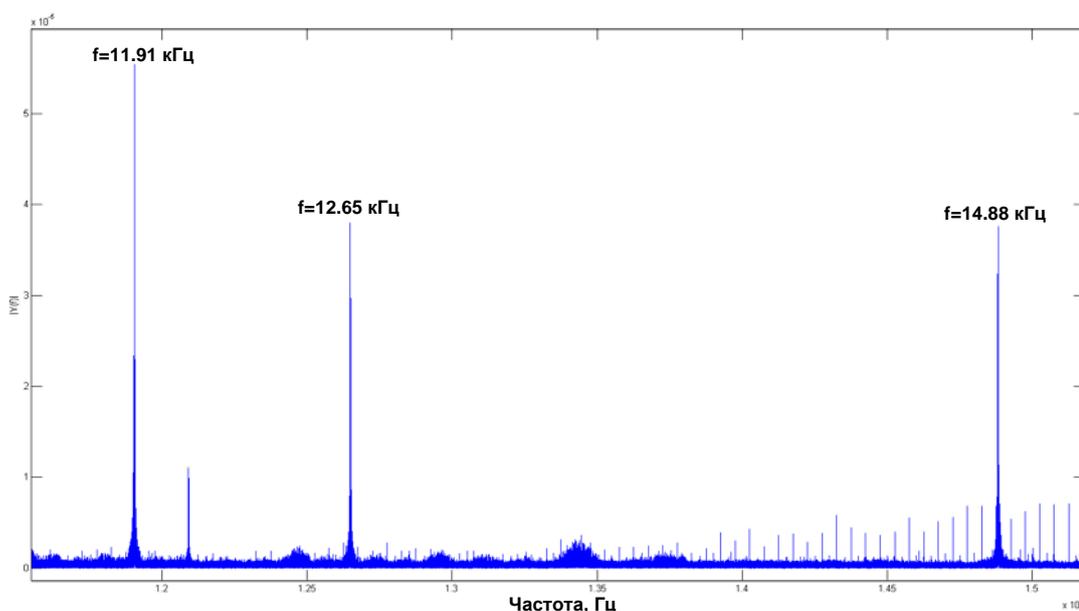


Рис.5 – Спектр сигналов РСДН-20

Перспективы

В дальнейшем планируется разработать приемник для обработки сигнала в среде Matlab/Simulink и определить свое местоположение. Разработанный программный приемник сигналов РСДН-20 может быть использован в качестве лабораторной работы по дисциплине Основы радионавигации для студентов ИИФиРЭ СФУ.

Авторы выражают глубокую благодарность всем преподавателям и научным сотрудникам ИИФиРЭ СФУ, особенно Лопардину П.А., Копылову А.Ф., Абдулхакову А.А., Лембергу К.В., Волошину А.С. и Корсакову А.А. научному сотруднику ИКФИА СО РАН за ценные советы, замечания и помощь.

Список литературы

1. Распространение радиоволн, Методические указания к решению задач по курсу “Электродинамика и распространение радиоволн” для студентов всех форм обучения радиотехнических специальностей / С.Н. Шабунин, Екатеринбург 1998.
2. Атабеков, Г. И. Основы теории цепей / Г. И. Атабеков. - М.: Энергия, 1969. - 424 с.
3. Белоцерковский, Г. Б. Основы радиотехники и антенны / Г. Б. Белоцерковский. - М.: Советское радио, 1968. - 432 с.
4. The Russian VLF navaid system, Alpha, RSDN [электронный ресурс] <http://www.vlf.it/alphatrand/alpha.htm>

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЧ РЕЗОНАТОРА САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА ОСНОВЕ ОТРЕЗКА КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

Дайлидов В.В.

научные руководители канд. техн. наук *Копылов А.Ф., Соркин А.А.

*Сибирский федеральный университет

В настоящей работе были проведены исследования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) СВЧ резонатора на основе отрезка круглого волновода, включенного между двумя прямоугольными волноводами. Исследовались АЧХ фильтра при различных углах между осями симметрии входного и выходного отрезков прямоугольного волновода, куда включен резонансный отрезок круглого волновода. Исследования проводились методом компьютерного моделирования при помощи программы CST-studio.

На рисунке 1 показан общий вид исследованного фильтра.

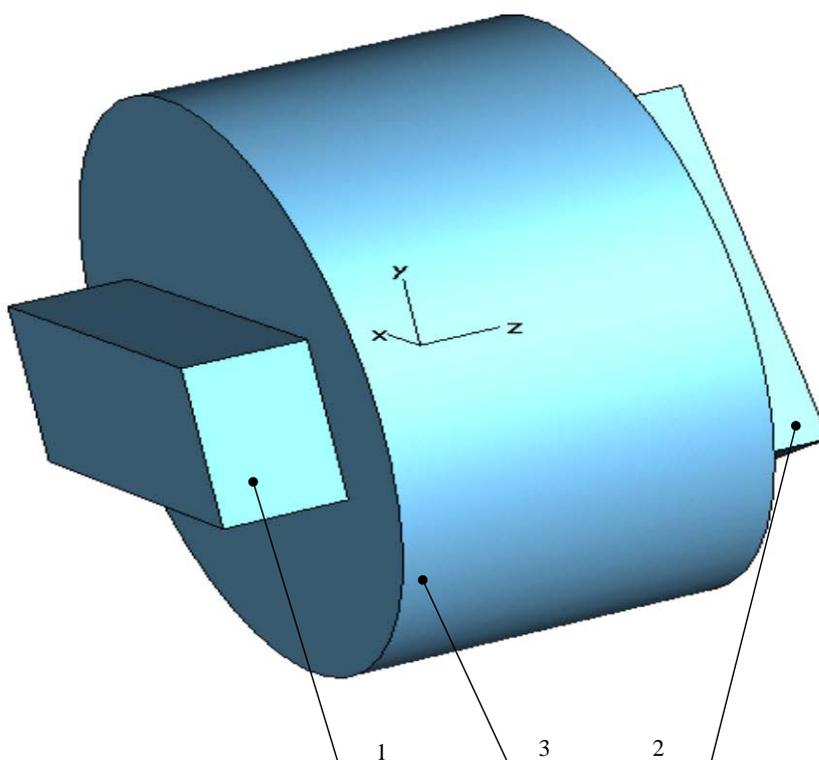


Рис. 1 – Конструкция волноводного фильтра на основе отрезка круглого волновода, включенного между входным и выходным прямоугольными волноводами

Исследованный фильтр состоит из входного 1 отрезка прямоугольного волновода, выходного отрезка прямоугольного волновода 2, и отрезка круглого волновода 3 (см. рисунок 1). При проведении расчетов мы приняли геометрические размеры резонансной системы, изображенной на рисунке 1, следующими: рабочее сечение входного и выходного отрезков прямоугольного волновода 28,5 мм на 12,6 мм, диаметр отрезка круглого волновода 46 мм при длине 24 мм.

На рисунке 2 приведены АЧХ (частотные зависимости величины модуля S_{21}) исследованного фильтра для пяти взаимных положений осей симметрии входного прямоугольного волновода 1 и выходного прямоугольного волновода 2 (рисунок 1),

обозначенных буквой «А»: при $A = 30^{\circ}$, при $A = 40^{\circ}$, при $A = 50^{\circ}$, при $A = 60^{\circ}$, при $A = 70^{\circ}$.

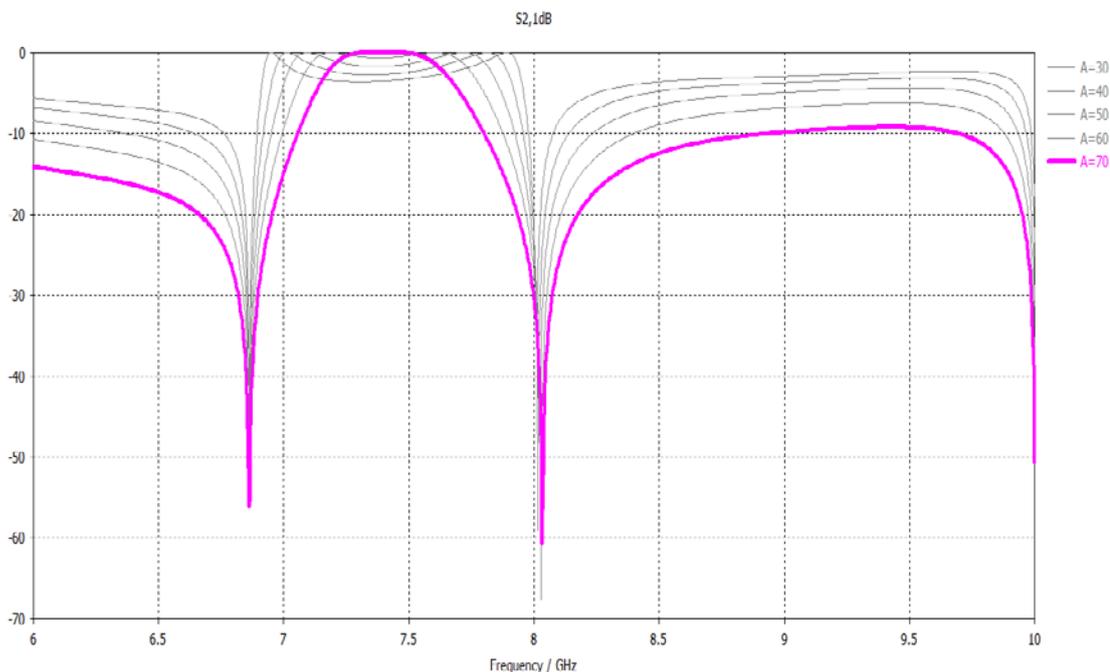


Рис.2 – Амплитудно-частотные характеристики фильтра с каскадно включенными отрезками прямоугольного и круглого волноводов

Как видно из рисунка 2, исследованный фильтр представляет собой полосно-пропускающий фильтр в полосе частот от 6,9 ГГц до 7,9 ГГц. На частотах 6,85 ГГц и 8,1 ГГц наблюдаются «провалы» в АЧХ фильтра – резкие режекционные всплески с затуханиями до 56 дБ и 60 дБ соответственно. При сравнении АЧХ для различных углов взаимного расположения входного и выходного прямоугольного волноводов видно, что с увеличением этого угла избирательные свойства исследованного фильтра существенно изменяются: при $A = 30^{\circ}$ крутизна скатов АЧХ между полосами пропускания и задерживания существенно больше, чем при других углах; в то же время величины вносимых затуханий за полосой пропускания при увеличении угла взаимного расположения входного и выходного прямоугольного волноводов увеличиваются и достигают максимальных значений при $A = 70^{\circ}$.

Нам представляется, что исследованная в настоящей работе резонансная структура на основе отрезка круглого волновода, при определенном конструктивном усовершенствовании (например, каскадировании) может быть использована для реализации полосно-пропускающих и полосно-заграждающих СВЧ фильтров сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

КОРРЕКТНОЕ ВЫЧИСЛЕНИЕ ФАЗОВОГО СПЕКТРА БПФ РЕАЛИЗОВАННОГО ПО МЕТОДУ КУЛИ – ТЬЮКИ

Дранишников А.С.

научный руководитель канд. техн. наук, проф. Саломатов Ю.П.

Сибирский федеральный университет

Работа открывает цикл статей по тематике создания прикладного программного обеспечения под названием «*TF-PLANE*», относящихся к специальному стандарту *CAE* (от английского *computer-aided engineering*)—средства автоматизации инженерных расчётов классифицируемых по целевому назначению в области антенных измерений. Предназначенное для восстановления диаграмм направленностей в дальнюю зону по измеренному амплитудно–фазовому распределению апертуры методом плоского сканирования.

Цель статьи: пояснить верную интерпретацию фазового спектра, вычисляемого алгоритмом быстрого преобразования Фурье (БПФ) методом Кули–Тьюки по основанию 2, реализованного в функциях *FFT* и *FFT2*, содержащихся в библиотеке *FFTW* среды *MATLAB*, путем использования теоремы о сдвиге в частотной области. Рассматриваемыми образами являются прямоугольники в одномерном и двумерном случаях. Образы анализируются во временной и пространственной областях.

В теории антенн правильный расчет фазового спектра амплитудно–фазового распределения важен, потому–что он пересчитывается в фазовые диаграммы направленности компонент электрического поля [1, стр. 28] путем применения матриц волнового вектора k .

Для корректности рассуждений равенством Парсеваля–Стеклова установим связь между пространственной и частотной областями. Одномерная теорема о сдвиге образа, справедливая в пространственной и частотной областях, взаимосвязанных равенством Парсеваля–Стеклова. Для мощности образа в пространственной области со спектральной плотностью мощности в частотной области, его доказательство приведено в [2, стр. 26] для одномерного случая. Равенство 1 справедливо для двумерного случая.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |f(n, m)|^2 dn dm \leftrightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F(k, l)|^2 dk dl \quad (1)$$

где: f, F – образы сигнала во временной и частотной областях; n, m – вектор–строка расстояния; k, l – пространственные гармоники.

Результат применения ускоренного алгоритма дискретного преобразования Фурье к одномерному образу, показанному на графике 1, реализованному по методу Кули–Тьюки с основанием бабочки 2, даст фазовый спектр пилообразного вида, показанный на графике 2, не несущий достоверную информацию об распределении угла фазы в каждом боковом лепестке амплитудного спектра изображенного на графике 3.

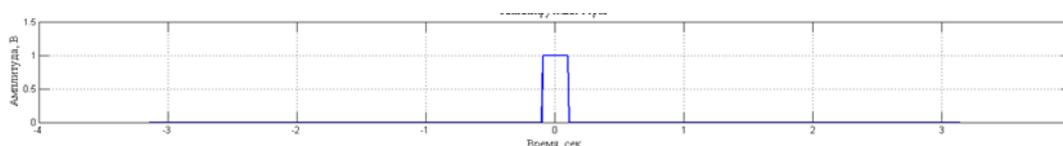


График 1 – Прямоугольный образ во временной области, $\tau = 0.2$ с

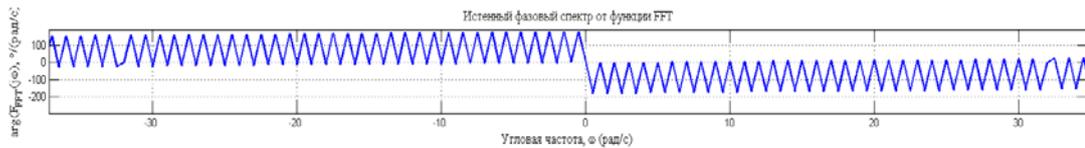


График 2 – Некорректный фазовый спектр

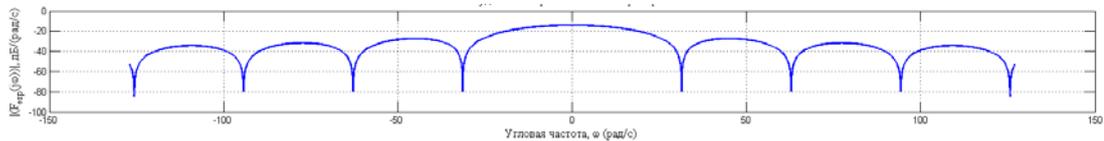


График 3 – Амплитудный спектр

Причина искажения фазы заключается в отчете n -ой гармоники. Комплексный образ Фурье интерпретируется на комплексную плоскость, его вектор от второй итерации начинает вращаться не с начала нулевого отсчета. Применение теоремы о сдвиге в частотной области устраняет данную проблему, путем поэлементного умножения результата БПФ на текущий поворачивающий множитель: $\exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot k / N)$, где: n – номер временного отчета, k – номер гармоники, N – размерность вектор строки.

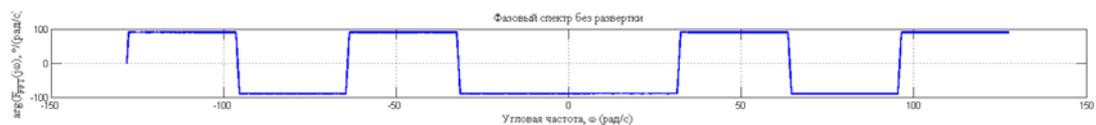


График 4 – Корректный фазовый спектр

Таким образом, получение корректного фазового спектра функцией FFT из библиотеки $FFTW$ в среде $MATLAB$ требует применения теоремы о сдвиге образа в частотной области.

Информация об алгоритмах развертывания фазового спектра содержится в источнике [3]. Корректное вычисление двумерного фазового спектра функцией $FFT2$ требует применения теоремы о сдвиге интерпретированной на двумерный случай (2).

$$f(n, m) \leftrightarrow F(k, l) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(n, m) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot k / N - j \cdot 2 \cdot \pi \cdot m \cdot l / M} =$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(n-a, m-b) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot k / N - j \cdot 2 \cdot \pi \cdot m \cdot l / M}, \quad (2)$$

$$x(n-a, m-b) \leftrightarrow \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{M-1} x(n', m') \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (n'+a) \cdot k / N - j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (m'+b) \cdot l / M} = X(k, l) \cdot e^{-j(2 \cdot \pi \cdot k \cdot a / N - 2 \cdot \pi \cdot l \cdot b / M)}$$

Таким образом, представленные выводы используются в вычислительном ядре алгоритма восстановления амплитудно-фазового распределения в разработанной программе « $TF-PLANE$ ». Коррекция фазовыми множителями дает корректный фазовый спектр показанный на графике 6 вместе с амплитудным спектром график 5.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в базовой части НИР, выполняемых по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

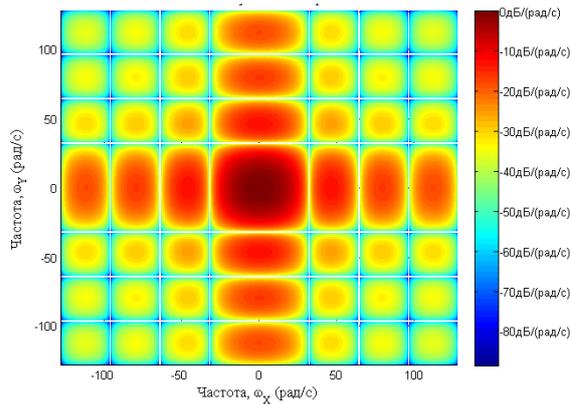


График 5 – Амплитудный спектр

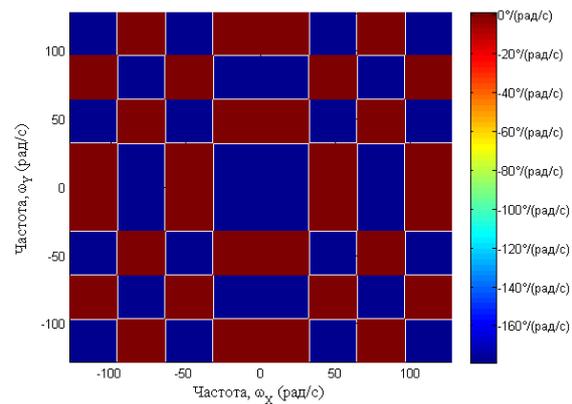


График 6 – Фазовый спектр

Список литературы

1. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д., Курочкин А. И., Усин В. А., Шифрин Я.С. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне, Л. Наука, 1985. – 272 с.
2. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов, второе издание пер. с англ. М. «Бином – Пресс», 2006. – 656 с.
3. Краснитский Ю. Сравнение некоторых алгоритмов развертывания фазового спектра, URL: http://www.tsi.lv/sites/default/files/editor/science/Research_journals/Tr_Tel/2006/V4/15-20.pdf

ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ ПРОСТРАНСТВЕННО ПРОТЯЖЕННОГО И ШИРОКОПОЛОСНОГО ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ АНАЛИЗЕ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Ерохин А.А.

научный руководитель канд. техн. наук Саломатов Ю.П.

Сибирский федеральный университет

При анализе влияния широкополосных помех на параметры адаптивной антенной решетки (ААР) можно выполнять расчеты, основываясь на эквивалентности широкополосной помехи, создаваемой точечным источником излучения, монохроматической помехе, создаваемой протяжённым источником излучения. Этот протяжённый источник излучения должен занимать в пространстве некоторый угловой сектор. Подобная ситуация может возникнуть при воздействии узкополосной (монохроматической) помехи на ААР, если рядом с ней находятся протяжённые отражающие конструкции.

Прямое обращение ковариационной матрицы ААР является достаточно распространенным и относительно простым методом оптимизации отношения сигнал/помеха путём умножения весового вектора, рассчитанного в отсутствие помех, на матрицу, обратную измеренной ковариационной [1]. Для строго узкополосных источников помех это эквивалентно размещению нулей диаграммы направленности (ДН) в направлениях на источники помех. Широкополосные источники вызывают глубокие провалы в ДН ААР, растянутые в полосе частот, что соответственно проявляется в виде широкополосных провалов в угловой области ДН.

В общем случае сигнал в АР представляет собой совокупность сигналов в отдельных каналах. Таким образом, N -элементная АР формирует на выходе совокупность сигналов:

$$\dot{\mathbf{X}} = [\dot{x}_1(t) \ \dot{x}_2(t) \ \dots \ \dot{x}_N(t)]^T.$$

При наличии в принятом сигнале составляющих полезного сигнала, помехи и шума его можно записать в следующем виде [2]:

$$\dot{\mathbf{X}} = \dot{\mathbf{X}}_s + \dot{\mathbf{X}}_p + \dot{\mathbf{X}}_n,$$

где $\dot{\mathbf{X}}_s$, $\dot{\mathbf{X}}_p$, $\dot{\mathbf{X}}_n$ – полезный сигнал, помеха, шум, соответственно.

Сигналы на выходах элементов АР имеют различные фазовые сдвиги, за счет геометрии АР, например для сигнала помехи можно записать:

$$\dot{\mathbf{X}}_p = \mathbf{x}_p \dot{\mathbf{S}}^T,$$

где $\dot{\mathbf{S}} = [\dot{s}_1 \ \dot{s}_2 \ \dots \ \dot{s}_N]^T$ – вектор волнового фронта помехового сигнала, падающего на ААР, \mathbf{x}_p – вектор, размера $N_s \times 1$, содержащий отсчеты полезного сигнала, N_s – количество отсчетов сигнала.

Элемент матрицы-столбца волнового фронта узкополосной помехи принимаемой АР:

$$\dot{s}_n = \exp\left(-jk \left[x_n \sin(\theta_p) \cos(\varphi_p) + y_n \sin(\theta_p) \sin(\varphi_p) \right]\right),$$

где (x_n, y_n) – координаты n -го элемента ААР, (θ_p, φ_p) – направление на источник помехи, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, $n = \overline{1, N}$ – номер элемента решетки.

Таким образом, для широкополосной помехи необходимо учитывать фазовые набеги, создаваемые во всей полосе частот помехи, т.к. для различных частот в полосе помехи волновые числа $k = 2\pi/\lambda$ окажутся различными.

Самым простым решением может оказаться суммирование сигнала помехи по всем частотам:

$$\dot{\mathbf{X}}_p^\Sigma = \sum_{i=1}^M \mathbf{x}_p \dot{s}_n(f_i),$$

в данном случае можно положить $\mathbf{x}_p = \sin(2\pi ft)$

Такое суммирование аналогично тому, что АР принимает множество узкополосных помеховых сигналов различной частоты с одного направления. Тогда заменяя сумму интегралом, при $M \rightarrow \infty$, получим выражение для пространственно-временного сигнала помехи:

$$\dot{\mathbf{X}}_p^\Sigma = \int_{f_1}^{f_2} \dot{s}_n(f) \sin(2\pi ft) df,$$

где f_1, f_2 – граничные частоты широкополосной помехи.

Рассмотрим изменение разности фаз ($\Delta\varphi$) двух сигналов, приходящих с некоторого направления (θ), на две антенны, разнесённые на расстояние L (угол θ будем отсчитывать от нормали к линии, соединяющей эти две антенны). Будем считать, что расстояние между антеннами равно L , тогда можем записать:

$$\Delta\varphi = \frac{\omega L}{c} \sin \theta,$$

где c – скорость электромагнитной волны в свободном пространстве; ω – круговая частота.

Изменение фазы может быть вызвано либо изменением частоты ω , либо изменением угла направления на источник волны.

При частоте f_0 разность фаз будет равна:

$$\Delta\varphi_0 = \frac{2\pi f_0}{c} L \sin \theta_0. \quad (1)$$

При изменении частоты на Δf разность фаз получит приращение

$$\Delta\varphi_0 + \Delta\varphi = \frac{2\pi(f_0 + \Delta f)}{c} L \sin \theta_0.$$

Изменение разности фаз при изменении частоты будет равно:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta f}{c} L \sin \theta_0. \quad (2)$$

Таким образом, изменение разности фаз будет максимальным при $\sin\theta_0 = 1$, то есть при приходе волны от источника, лежащего в плоскости горизонта.

При изменении угла прихода сигнала (θ_0) на угол $\Delta\theta$ первоначальная разность фаз (1) изменится также на некоторый угол $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi_0 + \Delta\varphi = \frac{2\pi f_0}{c} L \sin(\theta_0 + \Delta\theta). \quad (3)$$

Рассматривая небольшие значения изменения θ_0 , то есть малые значения $\Delta\theta$ (предполагаем, что $\theta_0 \gg 0$) и раскрыв синус суммы углов, получим

$$\Delta\varphi_0 + \Delta\varphi \cong \frac{2\pi f_0}{c} L \left[\sin \theta_0 \left(1 - \frac{\Delta\theta^2}{2} \right) + \Delta\theta \cos \theta_0 \right].$$

Учтём только члены первого порядка малости:

$$\Delta\varphi_0 + \Delta\varphi \cong \frac{2\pi f_0}{c} L [\sin \theta_0 + \Delta\theta \cos \theta_0].$$

Определяя изменение разности фаз, получим:

$$\Delta\varphi \cong \frac{2\pi f_0}{c} L \Delta\theta \cos \theta_0. \quad (4)$$

Приравнивая полученные два выражения для $\Delta\varphi$ (2) и (4), получим:

$$\Delta f \sin \theta_0 = f_0 \Delta\theta \cos \theta_0.$$

Откуда можем записать:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta f}{f_0} \operatorname{tg} \theta_0. \quad (5)$$

Выражение (5) совпало с выражением, ограничивающим полосу рабочих частот ФАР с фазовым сканированием [3], что указывает на общность рассматриваемых процессов.

Выражение (5) можно также переписать в виде:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \Delta\theta \frac{1}{\operatorname{tg} \theta_0}.$$

Откуда следует, что при малых θ_0 полоса частот может быть очень большой. При углах $\theta_0 \approx \pi/2$ эта оценка полосы частот (полоса частот бесконечно мала) может не соответствовать действительности.

В самом общем случае (при произвольном значении угла θ_0), используя выражение (3), можем записать:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi f_0}{c} L [\sin \theta_0 - \sin (\theta_0 + \Delta\theta)]$$

или, учитывая выражение для $\Delta\varphi$ (1), получим:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_0 \left[1 - \frac{\sin (\theta_0 + \Delta\theta)}{\sin \theta_0} \right]. \quad (6)$$

Также приравниваем два выражения, полученные для разности фаз (2) и (6):

$$\frac{2\pi \Delta f}{c} L \sin \theta_0 = \frac{2\pi f_0}{c} L \sin \theta_0 \left[1 - \frac{\sin (\theta_0 + \Delta\theta)}{\sin \theta_0} \right].$$

После преобразования получим:

$$\Delta\theta = \arcsin \left[\sin \theta_0 \left(1 - \frac{\Delta f}{f_0} \right) \right] - \theta_0. \quad (7)$$

Это выражение верно при любых θ_0 . При $\theta_0 \approx 0$ получаем очевидный результат $\Delta\theta \cong 0$ (широкополосная помеха при нормальном падении «эквивалентна» узкополосной). Для углов θ_0 , близких к $\pi/2$, получим:

$$\Delta\theta = \arcsin \left(1 - \frac{\Delta f}{f_0} \right) - \frac{\pi}{2}.$$

Для оценки $\Delta\theta$ используем выражение [4]:

$$\arcsin x + \arcsin y = \arcsin \left(x\sqrt{1-y^2} + y\sqrt{1-x^2} \right), \quad xy \leq 0.$$

В этом выражении будем считать $x = 1$, $y < 0$, тогда получим:

$$\frac{\pi}{2} + \arcsin y = \arcsin \left(\sqrt{1-y^2} \right).$$

Считая $y \leq 1$ и используя приближение [4]

$$\sqrt{1-y^2} \cong 1-2y^2,$$

получим

$$\frac{\pi}{2} + \arcsin y \cong \arcsin(1-2y^2).$$

Будем считать, что

$$2y^2 = \frac{\Delta f}{f_0} \text{ или } y = \sqrt{\frac{\Delta f}{2f_0}}.$$

Теперь можем записать:

$$\arcsin\left(1 - \frac{\Delta f}{f_0}\right) \approx \frac{\pi}{2} + \arcsin\left(\sqrt{\frac{\Delta f}{2f_0}}\right).$$

Поскольку мы рассматриваем небольшие полосы частот $\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{\Delta f}{2f_0}}\right) \cong \sqrt{\frac{\Delta f}{2f_0}}\right)$, то при $\theta_0 \approx \frac{\pi}{2}$ получим:

$$\Delta\theta \approx \sqrt{\frac{\Delta f}{2f_0}}.$$

Таким образом, получим два выражения для разных направлений θ_0 :

$$\Delta\theta = \frac{\Delta f}{f_0} \operatorname{tg}\theta_0, \quad 0 \leq \theta_0 < \frac{\pi}{2};$$

$$\Delta\theta \approx \sqrt{\frac{\Delta f}{2f_0}}, \quad \theta_0 \approx \frac{\pi}{2}.$$

В таблице 1 приведены результаты расчета углового сектора ($\Delta\theta$) занимаемого широкополосной помехой.

Таблица 1 – Значения $\Delta\theta$ (градусы)

$\Delta f/f_0 \backslash \theta_0$	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05
45	0,57	1,15	1,72	2,3	3,88
90	4,05	5,73	7,02	8,1	9,06

Из приведённой таблицы видно, что при низких углах, близких к горизонту, широкополосная помеха окажет на АР значительно большее влияние, чем при высоких углах, поскольку она эквивалентна более протяжённому монохроматическому источнику помех.

Список литературы

1. Andreev A.G., Erokhin A.A., Shtro P. V., Taranenko A. Y. Adaptive antenna array for jam-resistant satellite navigation systems signals reception. 2014 24nd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014). 7—13 September, Sevastopol, Crimea, Russia. P. 477-478.
2. Шесняк С.С, Попов М.П. Адаптивные антенны. СПб: ЛВИКА имени А.Ф. Можайского, 1995. 611 с.
3. Активные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. - М.: Радиотехника, 2004- 488с.
4. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ РЕЖИМ СРНС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПСЕВДОСПУТНИКА (ПС)

Карепов Я.Е.

научный руководитель канд. техн. наук Зандер Ф.В.

Сибирский государственный аэрокосмический университет

Дифференциальный режим СРНС предполагает наличие как минимум двух спутниковых приемников или приемоизмерителей (ПИ). Например, ПИ1 (контрольно-корректирующая станция) и ПИ2 (потребитель) расположены в точках 1 и 2 пространства, причем ПИ1 геодезически точно привязан к принятой системе координат (WGS-84). Разности между измеренными ПИ1 и рассчитанными в нем значениями псевдодальностей "видимых" КА, а также разности соответствующих псевдоскоростей по линии передачи данных (ЛПД) передаются в виде дифференциальных поправок ПИ2, в котором они вычитаются из измеренных ПИ2 псевдодальностей (ПД) и псевдоскоростей. В случае, если погрешности определения ПД слабо изменяются во времени и пространстве, они существенно компенсируются переданными по ЛПД поправками. В случае использования в системе посадки, ошибки ПД за счет малой рабочей зоны практически постоянны и эффективность использования дифференциального режима должна быть высокой.

Стандартный на сегодняшний день и хорошо отработанный вариант реализации дифференциальной подсистемы, который предполагает использование ККС и ДР с различными вариантами радиоканала (КВ, УКВ, спутниковый). Разработан стандартный формат представления дифференциальной поправки.

Однако, для решения задач автоматизированной посадки по II и III категории ИКАО стандартный вариант ДР не удовлетворяет по следующим причинам:

1. погрешность план 1 м, высота 2 м
2. большое время оповещения о неисправности НКА (стандартные форматы дифференциальных поправок не обеспечивают быстрой доставки)

Перспективным вариантом использования ДР в системах посадки является вариант реализации дифференциального режима с использованием псевдоспутника(ПС)(рисунки 1)

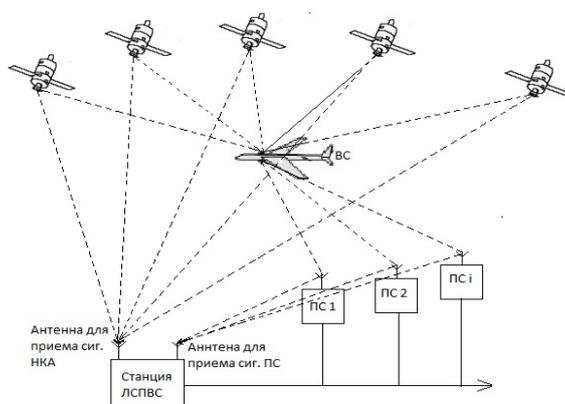


Рис.1 – Структура локальной системы посадки воздушных судов на базе псевдоспутников

Наличие псевдоспутников позволяет уменьшить значение геометрического фактора, в вертикальной плоскости в $6 \div 8$ раз и в горизонтальной плоскости в $3 \div 4$ раза, за счёт появления в зоне радиобзора воздушного судна дополнительной радионавигационной точки, расположенной в нижней полусфере. Именно данное обстоятельство существенно уменьшает погрешность при использовании ПС.

При реализации дифференциальной системы с использованием псевдоспутника возникает ряд проблем. Излучаемые источником навигационного сигнала псевдоспутника сигналы, являются помехой как для навигационной аппаратуры ГЛОНАСС/GPS ВС совершающего заход на ВПП, так и для эталонного навигационного приёмника самого псевдоспутника. В связи с этим требуется разрешить проблему обеспечения нормального функционирования навигационных приёмников псевдоспутника и воздушного судна, находящегося в рабочей зоне псевдоспутника, одновременно принимающих навигационные сигналы спутника радионавигационной системы ГЛОНАСС и источника навигационного сигнала псевдоспутника. Кроме того, имеет место низкая помехозащищённость сигналов НКА, что может привести к неработоспособности системы посадки, использующей НКА. Последнее обстоятельство делает актуальной проработку вариантов автономной системы посадки, использующей тоже бортовое оборудование, что и система с использованием сигналов НКА ГЛОНАСС/GPS.

Список литературы

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. - М.: Координационный научно-информационный центр ВКС РФ, 1999. – 53 с.
2. Авсиевич, В.Н. Гребенников, А.В. Кокорин, В.И. Новиков, В.Б. и др. Определение пространственной ориентации объектов по сигналам системы ГЛОНАСС // Проблемы и технологии создания и использования космических систем и комплексов на базе малых КА и орбитальных станций: Сб. трудов конференции - Москва. -1998.
3. Авсиевич, В.Н. Гребенников, А.В. Кокорин, В.И. Новиков, В.Б. и др. Аппаратура определения пространственной ориентации объектов // Спутниковая связь: Сб. трудов конференции - Москва. -1996.



РАЗРАБОТКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ АВАРИЙНОГО РАДИОМАЯКА САС БПЛА

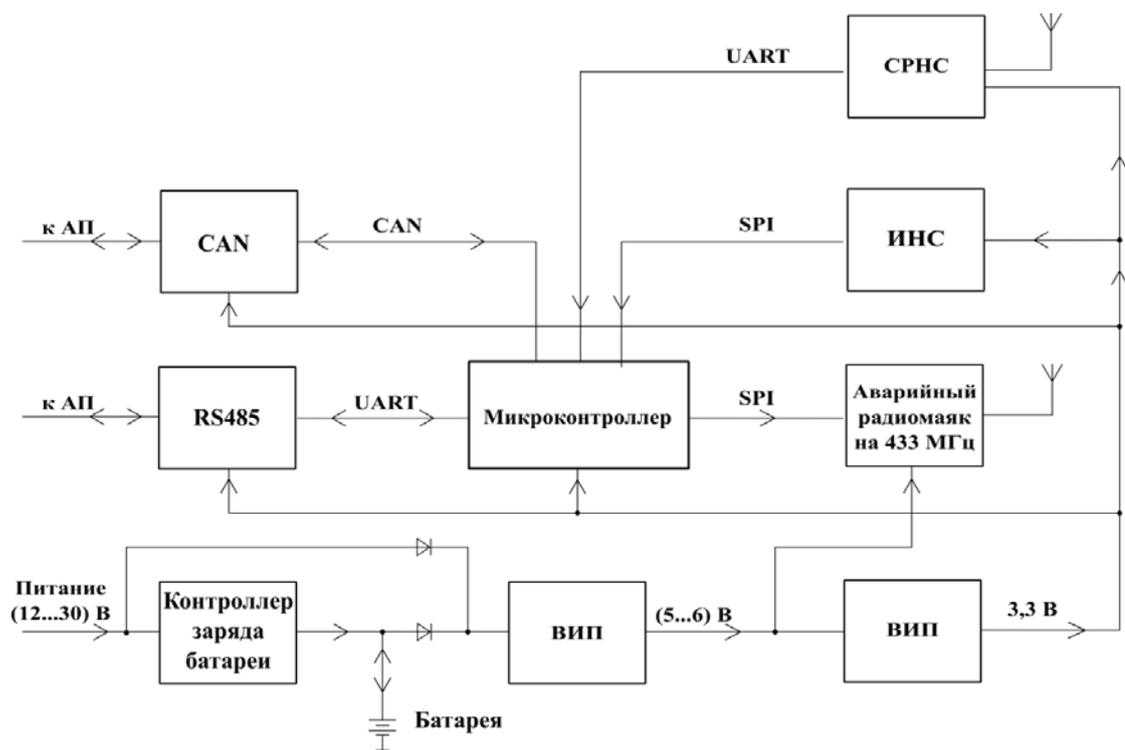
Клешнина С.А.

научный руководитель Боев Н.М.

Сибирский федеральный университет

Разрабатываемый аварийный радиомаяк входит в систему автоматического спасения (САС) беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) самолётного и вертолётного типа массой более 5 кг. САС благодаря использованию специализированных систем, позволяющих регистрировать телеметрическую информацию, способна приводить летательный аппарат (ЛА) в точку посадки при отказах штатных навигационных систем и предпринимать меры для спасения борта во внештатных ситуациях. Для обнаружения борта летательного аппарата после незапланированной посадки система автоматического спасения имеет аварийный (поисковый) радиомаяк, работающий на частоте 433 МГц, который при нештатной ситуации автоматически начинает циклически передавать сигнал о координатах на наземный комплекс управления [2]. Устройство при работе ЛА проводит мониторинг рабочего состояния бортовых систем. Радиомаяк – передающая радиостанция, излучающая радиосигналы, используемые для определения координат [3].

Электрическая функциональная схема устройства представлена на рисунке 1.



CAN, RS485 - интерфейс передачи данных;
АП - автопилот;
СРНС - спутниковая радионавигационная система;

ВИП - вторичный источник питания;
ИНС - инерциальная навигационная система

Рис.1 - Функциональная схема аварийного радиомаяка

Разрабатываемый аварийный радиомаяк содержит спутниковую радионавигационную систему (СРНС), инерциальную навигационную систему (ИНС), приёмопередающую часть, резервное питание, преобразователь напряжения и интерфейсы передачи данных.

При нормальной работе ЛА (штатный полёт) разрабатываемое устройство проводит мониторинг данных. Информацию о состоянии борта радиомаяк получает путём обмена телеметрической информацией с автопилотом (АП) по интерфейсам передачи данных CAN и RS485. К примеру, аварийный радиомаяк сравнивает собственные показания ИНС с показаниями ИНС АП. Существование радикальных различий говорит о нештатной ситуации. Мониторинг входного напряжения и работы самого устройства производится с помощью делителей напряжения.

Система питания построена следующим образом. На вход устройства подаётся бортовое питание в пределах от 12 до 30 В. Импульсные понижающие преобразователи компаний *Texas Instruments* и *National Semiconductor* обеспечивают питание используемых микросхем поискового радиомаяка от 3,3 В, а преобразователь фирмы *Maxim Integrated* обеспечивает питание приёмопередатчика от 6 В.

В разрабатываемом устройстве предусмотрено резервное питание, на которое аварийный радиомаяк переходит при повреждении штатных источников электропитания ЛА и бортовых кабельных сетей. Резервное питание обеспечивается отдельной *Li-Pol* батареей. Заряда аккумулятора хватит более чем на 5 часов непрерывной работы. При исправной работе штатного питания батарея поддерживает заряд при помощи зарядного устройства компании *Linear Technology*, габаритные размеры которого составляют $9 \times 15 \times 4,32$ мм [4].

Во время штатного полёта на приёмник СРНС подано питание и он находится в режиме слежения за спутниками, что позволяет в случае нештатной ситуации сразу получить навигационное решение. В аварийном радиомаяке используется навигационный приёмник, который осуществляет приём сигналов глобальных навигационных систем, таких как *GPS*, *GLONASS*, *BeiDou* и *QZSS*. Модуль имеет следующие габаритные размеры: $9,7 \times 10,1 \times 2,5$ мм [5].

Радиочастотный приёмопередатчик фирмы *NiceRF* в случае исправной работы БПЛА находится в выключенном состоянии. При возникновении нештатной ситуации он включается и начинает передавать информацию о своём местоположении на частоте 433 МГц.

Управление устройством осуществляется микроконтроллером компании *STMicroelectronics*, который имеет оперативную память размером 128 кбайт, интерфейсы передачи – один протокол последовательной передачи данных (CAN), два последовательных периферийных интерфейса (SPI) и три модуля последовательного ввода – вывода (USART). Имеются 16 каналов АЦП [6].

Печатная плата аварийного радиомаяка разрабатывается в программном обеспечении *Altium Designer*. В ПО разработана схема электрическая принципиальная, произведена компоновка электрорадиоэлементов, производится трассировка печатных проводников.

Устройство имеет разъём для подключения к бортовой кабельной сети, разъём программирования JTAG, а также разъём для подключения антенны на 433 МГц. На рисунке 2 представлена 3D - модель печатного узла.

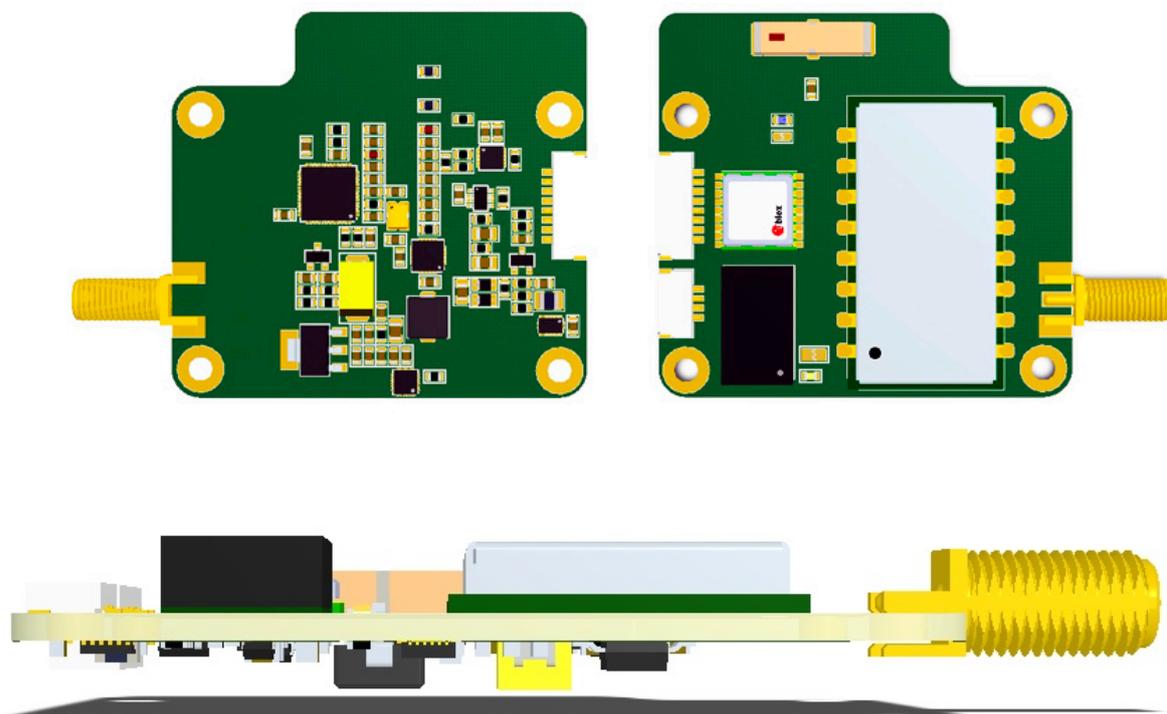


Рис.2 - 3D - модель печатного узла

Аварийный радиомаяк будет применяться на предприятии, занимающимся разработкой БПЛА самолётного и вертолётного типа, ООО Научно-производственное предприятие "Автономные аэрокосмические системы — ГеоСервис" [1].

Список литературы

1. Автономные аэрокосмические системы – ГеоСервис [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://uav-siberia.com/>
2. Клещина С. А., Люманов Р. О., Сушков А. А. Разработка и проектирование системы автоматического спасения для беспилотных летательных аппаратов. Сборник научных статей Всероссийской молодежной школы семинара «Актуальные проблемы информационных технологий, электроники и радиотехники - 2015» (ИТЭР - 2015). – Таганрог: Изд-во НОЦ ЗИС КТ Южного федерального университета, 2015. С. 538
3. Радиомаяк [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/радиомаяк>
4. Linear Technology. Polymer Battery Charger [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/8061fa.pdf>
5. MAX-M8 u-blox M8 concurrent GNSS modules [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.u-blox.com/en/product/max-m8-series>
6. STM32F103 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.mouser.com/ds/2/389/CD00161566-315155.pdf>

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОСЬМИЗВЕННЫХ СВЧ ФИЛЬТРОВ НА ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ МЕМБРАНАХ СО ЩЕЛЯМИ 1 И 22 ММ

Копылова Н.А., Басков А.П.

научные руководители канд. техн. наук Копылов А.Ф., Алексеева Н.А.
Сибирский федеральный университет

В ряде предыдущих работ авторов были проведены исследования частотных характеристик СВЧ фильтров диапазона 4,5...8,5 ГГц на каскадно включенных между собой волноводно-щелевых мембранах^[1, 2] (ВЩМ). Настоящая работа представляет собой продолжение экспериментальных исследований таких многокаскадных фильтров с целью выявления предельных возможностей реализации их частотоизбирательных свойств.

Мы провели измерения амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и частотных характеристик коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) входа двух восьмизвенных СВЧ фильтров на каскадно включенных волноводно-щелевых мембранах в волноводе с рабочим сечением 35x15 мм. Порядок следования мембран (каскадов) первого фильтра выражается формулой «1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм», а второго фильтра выражается формулой «22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм». Габаритный размер фильтров при этом составляет не более 70 мм.

На рисунке 1 а, б приведены фотографии двух волноводно-щелевых мембран, из которых набираются каскады исследуемых фильтров.

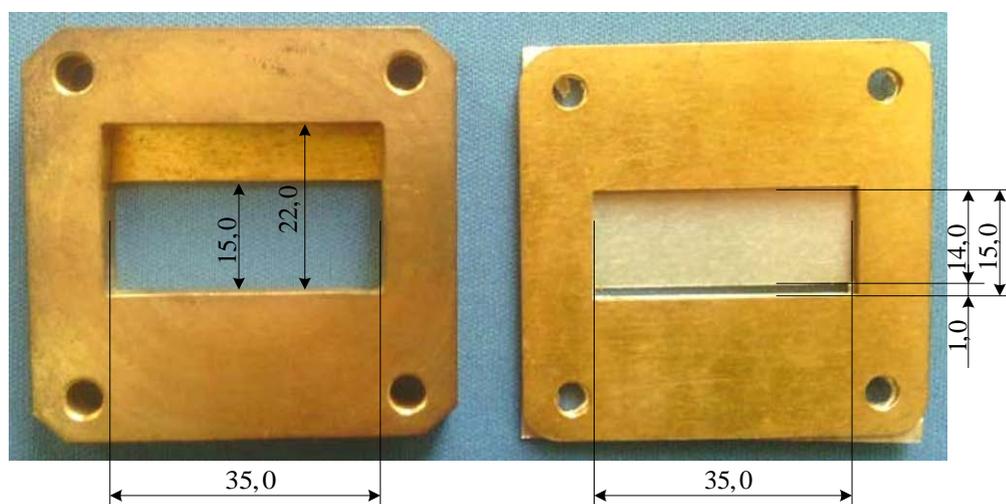


Рис.1 - Фотографии двух волноводно-щелевых мембран, из которых набираются каскады исследуемых фильтров: а – мембрана с размером окна по высоте волновода 22 мм; б – мембрана с размером окна по высоте волновода 1 мм.

Эти ВЩМ имеют ширины щели 22 мм и 1 мм соответственно. Они изображены на фоне мембраны со стандартной шириной щели 15 мм (высота рабочего окна волновода 35x15 мм). На рис. 1 а обозначены: ширина рабочего окна волновода 35,0 мм, стандартная высота рабочего окна волновода 15,0 мм, ширина щели мембраны 22,0 мм. На рис. 1 б обозначены: ширина рабочего окна волновода 35,0 мм, стандартная

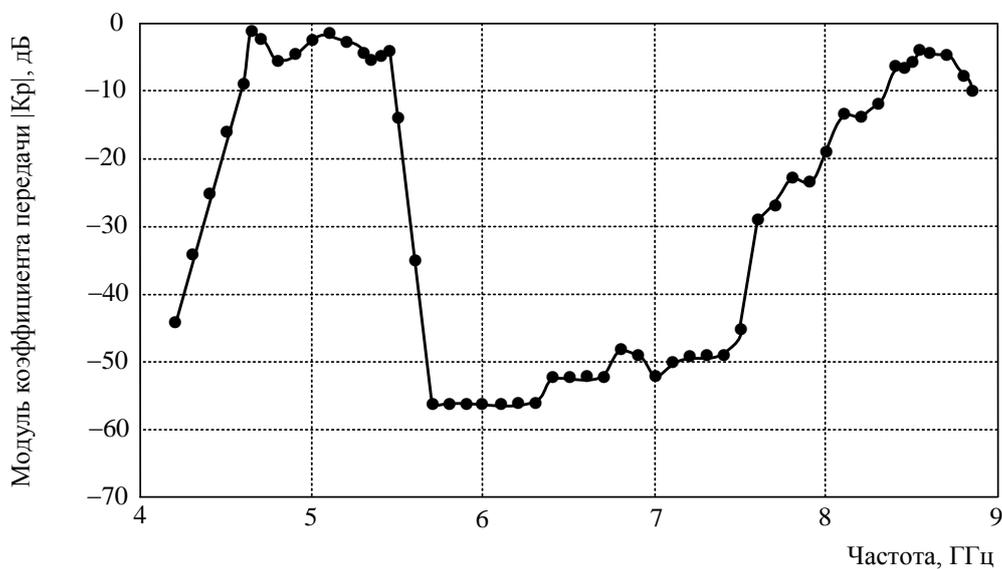
высота рабочего окна волновода 15,0 мм, ширина щели мембраны 1,0 мм. Толщины ВЩМ были выбраны следующим образом: мембраны с шириной щели 1,0 мм выполнена из фольги толщиной 0,5 мм; мембраны с шириной щели 22,0 мм взята равной 6 мм близкой к 1/8 длины СВЧ волны на частоте 6 ГГц.

Структурная схема и общий вид использованной нами в настоящей работе измерительной установки полностью соответствует подробно описанной ранее в работе^[1].

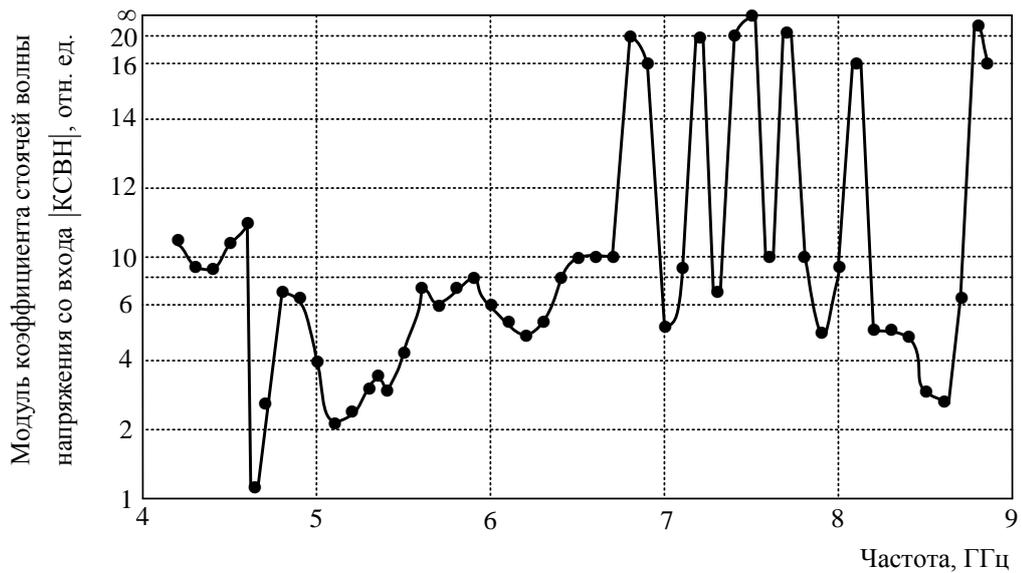
На рисунке 2 а, б показаны амплитудно-частотные характеристики затухания и КСВН входа, соответственно, первого из исследованных семизвенных фильтров, структура (порядок следования мембран (каскадов)) которого выражается формулой «1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм».

На рисунке 3 а, б показаны амплитудно-частотные характеристики затухания и КСВН входа, соответственно, второго из исследованных семизвенных фильтров, структура (порядок следования мембран (каскадов)) выражается формулой «22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм». По вертикальной оси рисунков 2 а и 3 а отложены величины модулей коэффициентов передачи мощности $|K_p|$ в децибелах (отношение мощности на выходе фильтра к мощности на входе); далее для удобства изложения мы будем чаще использовать термин «затухание», имея в виду, что это есть величина, обратная величине $|K_p|$. По вертикальной оси рисунков 2 б и 3 б отложены значения величин КСВН входа фильтров в относительных единицах.

По горизонтальным осям рисунков 2 и 3 отложены значения частот от 4,2 ГГц до 8,9 ГГц. Этот диапазон частот выбран нами для того, чтобы увидеть частотные характеристики фильтров в полосе частот, соответствующих основному типу электромагнитных колебаний в волноводе рабочим сечением 35x15 мм. На рисунках 2 а и 3 а для удобства чтения величин потерь, вносимых фильтрами в полосах пропускания, выполнены выносные таблички, в которых указаны численные значения величин $|K_p|$.

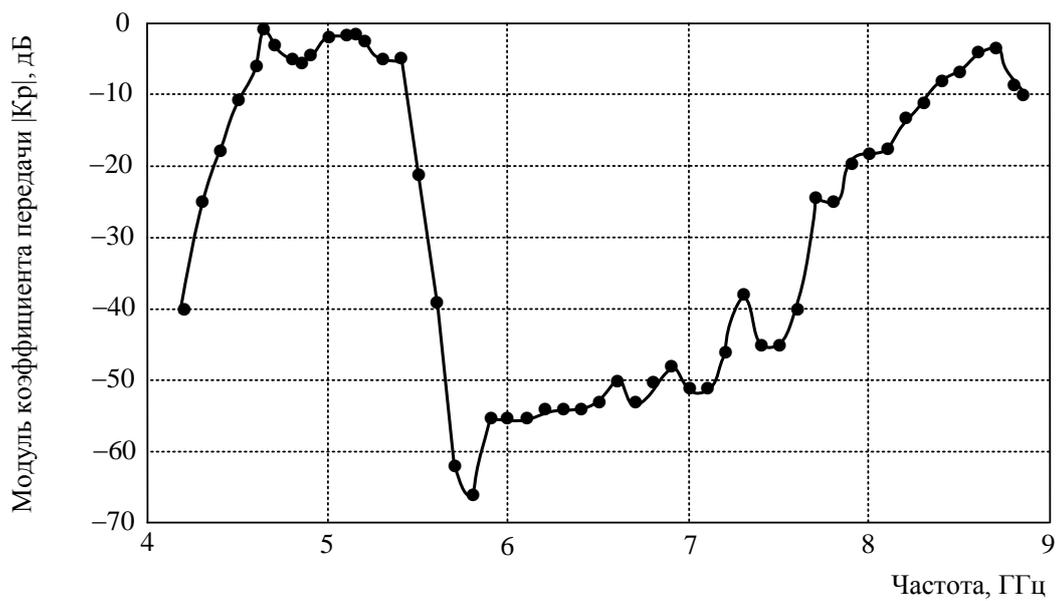


а

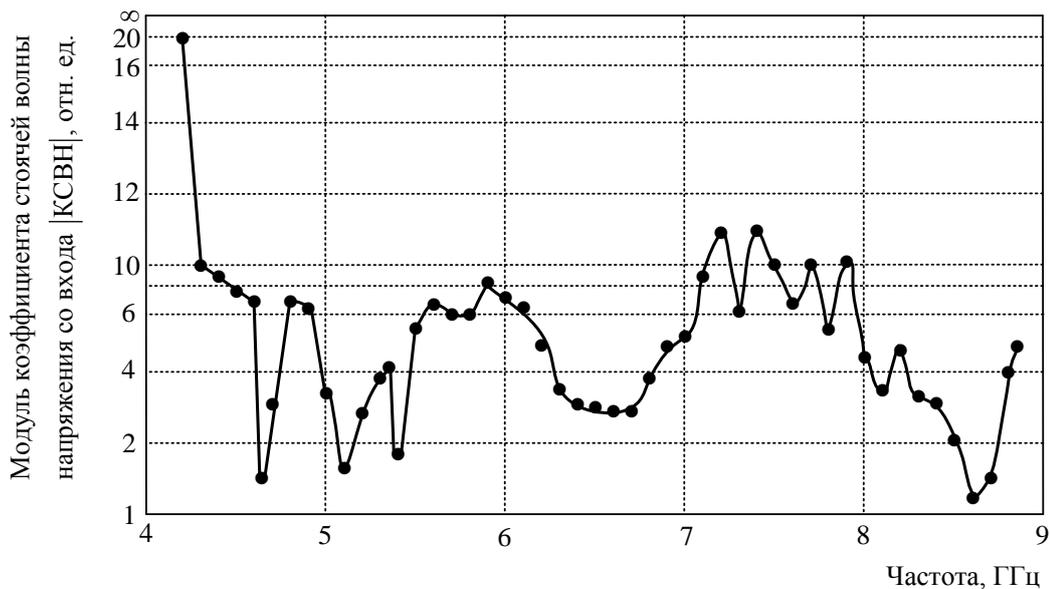


б

Рис.2 - Частотные характеристики восьмизвенного фильтра, структура которого выражается формулой «1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм»: а – АЧХ, б – КСВН входа



а



б

Рис. 3 - Частотные характеристики восьмизвенного фильтра, структура которого выражается формулой «22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм + 22 мм + 1 мм»: а – АЧХ, б – КСВН входа

Как видно из экспериментов (рисунки 2 а, 3 а), АЧХ каждого из фильтров имеют две полосы пропускания и полосу задерживания. Первая полоса пропускания фильтров расположена в районе частот 4,7...8,5 ГГц, вторая полоса пропускания – в районе частот 8,5...8,8 ГГц, полоса задерживания – в районе 5,7...8,6 ГГц. При этом первый из исследованных фильтров обеспечивает максимальное затухание в полосе задерживания в пределах 60...70 дБ, а второй – в пределах 50...60 дБ. Величины КСВН обоих фильтров для полос пропускания лежат в пределах 1,2...6, для полос задерживания – в пределах 3...30.

Мы полагаем, что в дальнейшем при использовании методов оптимизации при проектировании фильтров на каскадно включенных в волноводный тракт ВЦМ, возможно улучшение частотных характеристик таких фильтров и их оптимизация на заданные частотные характеристики.

Список литературы

1. Копылов, А. Ф. Экспериментальное исследование частотных характеристик волноводно-щелевых мембран (ВЦМ) и многосвязных фильтров на их основе в сантиметровом диапазоне длин волн / А.Ф. Копылов, Н. А. Копылова / [Электронный ресурс] Междунар. научн. журнал: Уникальные исследования XXI века: материалы объемных статей и коллективных монографий Общества Науки и Творчества за январь 2015. Под общ. Ред С.В. Кузьмина. – Казань, № 1 (1), 2015. ISSN 2409-1723. С. 129-181. режим доступа: <http://perechen-izdaniy.ru/entity/unikal-nye-issledovaniya-xxi-veka>

2. Копылов, А. Ф. Экспериментальное исследование частотных характеристик семизвенных СВЧ фильтров на каскадно включенных щелевых мембранах с величинами щелей 1 мм и 22 мм в прямоугольном волноводе 35x15 мм / А.Ф. Копылов, Н. А. Копылова / [Электронный ресурс]. Вестник науки и образования Северо-запада России, Калининград, Т.1, № 1, ноябрь 2015, 11 с. Режим доступа: <http://vestnik-nauki.ru/архив-номеров/>, дата обращения 02.12.2015.

ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЗАДЕРЖКИ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Краснов Т. В., Сукнева Р.М., Феоктистов Д.С.

научный руководитель Гарифуллин В.Ф.

Сибирский федеральный университет

В докладе проведён сравнительный анализ шумоподобных сигналов спектрально-эффективных форматов модуляции на основе обобщённого критерия спектральной эффективности $\eta = F_3 / W$, равного отношению эффективной ширины спектра F_3 к двусторонней ширине W спектра сигнала [1]. Параметр W определяется из условия обеспечения заданной мощности $P_c(W) = \gamma P_c$, $\gamma = 0.9; 0.99; 0.999$, а эффективная ширина спектра

$$F_3 = \left[\frac{\int_{-W/2}^{W/2} f^2 G(f) df}{\int_{-W/2}^{W/2} G(f) df} \right]^{1/2} = \frac{1}{2\pi} [-R''(0)]^{1/2}, \text{ м} \quad (1)$$

где $G(f)$ и $R(\tau)$ – энергетический спектр и нормированная автокорреляционная функция комплексной огибающей сигнала; $R''(0)$ – значение второй производной АКФ при $\tau \rightarrow 0$.

Потенциальная точность измерения времени τ запаздывания сигнала при $W \rightarrow \infty$ характеризуется известной формулой для дисперсии ошибки [2]

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{(2\pi F_3)^2 q^2}, \quad q \gg 1, \quad (2)$$

где $q^2 = 2E/N_0 = (2P_c/N_0)T_n$ – параметр, который может быть назван *отношением сигнал/шум*; $E = P_c T_n$ – энергия сигнала на интервале измерения T_n ; $N_0/2$ – спектральная плотность мощности белого шума.

При заданной полосе W и мощности $P_c(W)$ показатель η характеризует реальную точность измерения задержки с учётом ограничения спектра сигнала.

В табл. 1 представлены результаты расчётов с использованием формул (1), (2) при ограничении спектра сигналов *согласованной полосой* $W = 400$ кГц, соответствующей определению ширины спектра по нулям главных лепестков. Для сигналов *MSK*, *MSK-BOC(2)*, *MSK-BOC(3)* и *MSK-BOC(4)* тактовая частота $f_T = 200$, 100, 80 и 67 кГц соответственно.

Таблица 1

Вид модуляции	Полоса частот сигнала W , кГц*	Коэффициент использования мощности γ	Эффективная ширина спектра F_3 , кГц	Выигрыш в СКО ошибки σ_τ **	Эквивалентный энергетический выигрыш, дБ

<i>MSK</i>	400	0,995	87,0	1,30	2,27
<i>MSK-BOC(2)</i>	400	0,989	94,3	1,41	2,97
<i>MSK-BOC(3)</i>	400	0,989	114,2	1,70	4,63
<i>MSK-BOC(4)</i>	400	0,982	128,4	1,92	5,65

* - полоса, согласованная с шириной спектра по нулям главных лепестков

** - по сравнению с сигналом *BPSK*

На рис. 1 приведены графики зависимостей СКО ошибки σ_τ от отношения сигнал/шум q для сигналов *MSK*, *MSK-BOC(2)*, *MSK-BOC(3)* и *MSK-BOC(4)*, (кривые 1, 2, 3 и 4) при указанных в таблице 1 ограничениях на полосу частот.

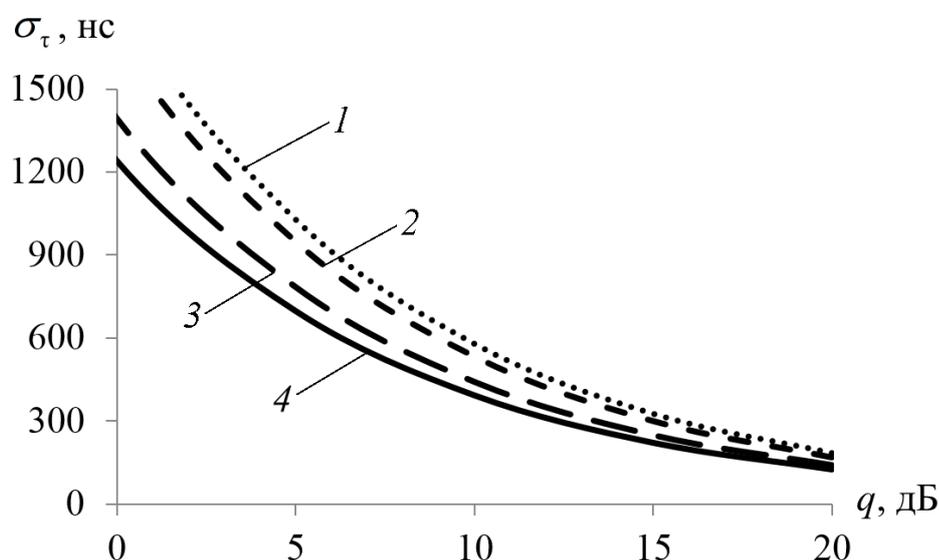


Рисунок 1 – Зависимости СКО ошибки σ_τ от отношения сигнал/шум q

При отношении сигнал/шум $q^2 = 10$ дБ СКО ошибки σ_τ приблизительно составляет: 578 нс (173 м по дальности) для сигнала *MSK*, 533 нс (159 м) для сигнала *MSK-BOC(2)*, 440 нс (132 м) для сигнала *MSK-BOC(3)* и 392 нс (117 м) для сигнала *MSK-BOC(4)*.

Сравнение сигналов *MSK-BOC(2)* и *MSK-BOC(4)* свидетельствует о том, что в условиях указанных ограничений на спектральный ресурс (согласованной полосой 400 кГц) сигнал *MSK-BOC(4)* обеспечивает выигрыш по критерию СКО ошибки в 1,36 раза, что эквивалентно энергетическому выигрышу около 2,7 дБ.

Результаты проведённого анализа свидетельствуют о том, что рассмотренные сигналы со спектрально-эффективными форматами модуляции обеспечивают значительные преимущества в точности измерения задержки по сравнению с ШПС с традиционными способами модуляции *BPSK* и *MSK*.

Список литературы

1. Бондаренко В.Н. Помехоустойчивость приёма спектрально-эффективных шумоподобных сигналов/В.Н. Бондаренко. - Красноярск: Сиб.федер. ун-т, 2015. -160 с.
2. Бондаренко В.Н., Кокорин В.И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами/Новосибирск: Наука. 2011. 260 с.
3. Болошин С.Б., Геворкян А.Г., Ипатов В.П. // Новости навигации, 2009, стр. 18 - 2. РИНЦ.
4. Бондаренко В.Н. Оптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / РЭ. – 2008. – Т. 53. – № 2. – С. 238–244.
5. Бондаренко В.Н., Галеев Р.Г., Гарифуллин В. Ф., Краснов Т. В. // Научные технологии, 2014. Т.15. №9. С. 5.



ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ

Лукоянов И.И.

научный руководитель канд.техн.наук Тронин. О.А.

Сибирский федеральный университет

В последнее время широкое распространение получают цифровые системы к которым относятся цифровые передатчики. Ввод в эксплуатацию передатчиков ставит главной задачей обеспечение их качественного функционирования. В цифровом передатчике используется элементная база, основанная на применении больших интегральных схем, сверхбольших интегральных схем и микропроцессорных комплектов, которая позволяет существенно повысить эффективность систем-увеличить производительность и надежность, расширить функциональные возможности, уменьшить массу, габариты и потребляемую мощность. Переход к использованию микросхем кроме бесспорных преимуществ имеет и серьезные недостатки в эксплуатационном обслуживании, связанных с процессами контроля и диагностики. Количество, находящихся в эксплуатации передатчиков растет быстрее, чем число обслуживающего персонала. При возникновении отказов, возникает необходимость быстрого обнаружения, поиска и устранения неисправностей и восстановления заданных показателей надежности. Наряду с повышением надежности цифровых передатчиков наблюдается тенденция к определенной потере обслуживающим персоналом навыков устранения неисправностей. Возникает парадокс: чем надежнее передатчик, тем медленнее и менее точно отыскивается неисправности, т.к. инженеры с трудом накапливают опыт поиска и локализации неисправностей в цифровых системах повышенной сложности. Решающим фактором, обеспечивающим высокую готовность передатчиков, является наличие средств диагностики, позволяющих оперативно проводить поиск и локализацию неисправностей.

Пример оборудования для диагностики и локализации неисправностей цифровых передатчиков изображен на рисунке 1.

Рис.1-Стенд для диагностики цифровых передатчиков

В составе стенда имеется компьютер выполняющий несколько функций одновременно. С помощью компьютера осуществляется контроль состояния цифрового передатчика. Также компьютер используется для формирования

транспортного потока на генераторе транспортного потока DTU-245. Генератор транспортного потока подключен к компьютеру по интерфейсу USB-2.С выхода генератора транспортного потока сигнал поступает на делитель.Ослабленный на 3 ДБ\50%\ сигнал подается на вход ASI-1 HP \вход ASI №1 высокий приоритет\ цифрового передатчика.Со второго выхода делителя сигнал возвращается на вход ASI генератора\анализатора транспортного потока.DTU-245 может одновременно выполнять две функции:генератора и анализатора транспортного потока.В состав стенда входит один прибор.Выход передатчика нагружен на нагрузку\эквивалент антенны\.

Контроль параметров передатчика осуществляется по Izernet.

Цифровые передатчики создаются для удовлетворения потребностей людей. Цифровой системе присущи иерархичность структуры, связь с внешней средой,взаимосвязь элементов,наличие управляющих элементов. Все изменения передатчика,начиная с момента его создания и заканчивая полной утилизацией,образуют жизненный цикл,характеризуемый рядом процессов и включающий различные стадии и этапы. Составляющими жизненного цикла являются:стадия исследования и проектирования передатчика, стадия изготовления цифровой системы, стадия обращения изделия которая обеспечивает максимальное сохранение качества готовой продукции в период транспортировки и хранения, стадия эксплуатации,на которой реализуется, поддерживается и восстанавливается качество системы.

Таблица 1. Стадии жизненного цикла цифрового передатчика

Поисковые исследования	Научно-исследовательские работы	Опытно-конструкторские разработки	Промышленное производство	Эксплуатация
постановка научной проблемы	разработка техзадания на нир	разработка техзадания на ОКР	изготовление и испытание установочной серии	приработка
анализ публикаций по исследуемой проблеме	формализация технической идеи	разработка эскизного проекта	корректировка конструкторской документации	нормальная эксплуатация
исследовательский задел	исследование рынка	изготовление макетов	серийное производство	старение
	технико-экономическое обоснование	разработка технического проекта		ремонт или утилизация
		создание рабочего проекта		
		изготовление опытных образцов		
		корректировка конструкторской документации		
		техподготовка производства		

Кроме практической немаловажную роль играет и теория технической эксплуатации цифровых передатчиков. Теория технической эксплуатации цифровых систем рассматривает математические модели деграционных процессов в работе систем, старения и износа узлов, методы расчета и оценки надежного функционирования систем, теорию диагностирования и прогнозирования отказов и неисправностей в системах, теорию оптимальных профилактических мероприятий, теорию восстановления и методы увеличения технического ресурса систем и т.д. В связи с тем, что эти процессы в основном стохастические, с целью разработки их математической модели применяют аналитические методы теории случайных процессов и теории массового обслуживания. В настоящее время для этих же целей успешно применяются статистическая теория принятия решений и статистическая теория распознавания образов.

Современные передатчики представляют собой сложные территориально распределенные технические комплексы, выполняющие важные задачи по своевременной и качественной передаче информации. Техническое обслуживание и обеспечение необходимых ремонтно-восстановительных работ для сложных цифровых систем является важной проблемой. Как показывает международный опыт развития стран, в которых уже пройден период массовой цифровизации сети телекоммуникаций и внедрения принципиально новых услуг, эффективно эта задача решается созданием развитой инфраструктуры организационно-технической поддержки, включающей в себя также систему сервис-центров и центры ремонта. Диагностическая аппаратура, предназначенная для этих центров должна иметь по возможности минимальные массогабаритные показатели и обеспечивать учет специфики каждого объекта диагностирования.

В настоящее время известны направления работ по повышению надежности функционирования цифровых передатчиков:

1. Надежность повышается за счет использования высоконадежных компонентов.
2. Дублирование или резервирование технических средств и каналов связи.
3. Улучшение эксплуатационных и технических характеристик, путем улучшения показателей ремонтпригодности средствами технической диагностики.

С целью поддержания передатчиков в технически исправном состоянии создается подсистема контроля и диагностики, которая представляет собой совокупность программных и аппаратных средств, предназначенных для диагностирования их технического состояния и поддержания необходимого качественного уровня работы. Средства контроля и диагностики цифровых передатчиков позволяют ускорить сложные процессы обнаружения и устранения отказов, уменьшить время простоя оборудования.

Список литературы

1. Основы цифрового телевидения в стандарте DVB-T/T2. Методическое пособие. Новосибирск 2011
2. Оборудование для ТВ и радиовещания. Режим доступа: <http://www.triadatv.ru>
3. DVB Document A133 February 2009
4. Инструкция по запуску передатчика. Алексеев Ю.А. 2011
5. Передатчик серии Maxima UAX XARRIS. Техническое руководство 888-2693-004.2010



ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ОРТОГОНАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ФАЗОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Мельник Э.И.

научный руководитель канд. техн. наук. Глинченко.А.Г.

Сибирский федеральный университет

В работе исследуются вопросы выбора параметров ортогональных измерителей параметров сигналов с цифровой обработкой и определения требований к аналоговому тракту при их использовании в составе измерительных радиосистем.

Определение ортогональных измерителей и актуализация работы.

Ортогональные измерители на основе цифровой обработки сигналов относятся к измерительным средствам, обеспечивающим оптимальное максимально-правдоподобное оценивание амплитуды и фазы гармонических сигналов $x(t)$ по конечному числу N их оцифрованных с заданной разрядностью выборок $x(n)$ в дискретные равноотстоящие моменты времени $t = nT_d = n/f_d$, где $n = 0, 1, 2, \dots$ – номер выборки сигнала, $T_d = 1/f_d$ – период (T_d) и частота (f_d) дискретизации по времени.

Соответствующие им оценки параметров сигналов являются более эффективными, чем у цифровых ортогональных измерителей с ограничением сигналов к логическим уровням цифровых интегральных схем, на основе которых они реализуются.

Параметры ортогонального измерителя определяются диапазоном рабочих частот и необходимой точностью измерения амплитуды и фазы сигнала X_m, φ , задаваемой СКО их оценок $\sigma_{\tilde{X}_m} / X_m \approx \sigma_{\tilde{\varphi}}$.

Ортогональные измерители применяются как самостоятельные средства измерения, так и в составе измерительных комплексов и измерительных радиосистем различного назначения.

Несмотря на многочисленные теоретические исследования ортогональных измерителей на основе цифровой обработки сигналов, отраженные в [1], при проектировании и разработке их возникают трудности выбора параметров измерителя и определения требований к его аналоговому тракту при использовании таких измерителей в составе измерительных радиосистем.

В данной работе эти вопросы рассматриваются исходя из метрологической и алгоритмической адекватности ортогональных измерителей и спектральных измерителей параметров сигналов на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [2]. Их различие заключается в том, что при вычислении ДПФ в ортогональном измерителе в качестве базисной функции используются квадратурные составляющие физического опорного сигнала с частотой, равной частоте измерительного сигнала и начальной фазой, относительно которой измеряется фаза измерительного сигнала, т.е. непосредственно измеряется разность фаз измерительного и опорного сигналов.

Структура ортогональных измерителей с цифровой обработкой сигналов и математические алгоритмы измерений.

Базовая структурная схема исследуемого ортогонального измерителя приведена на рис.1.

Измеритель содержит входной аналоговый фильтр АФ – полосовой или фильтр нижних частот (ФНЧ), аналого-цифровой преобразователь АЦП, устройство формирования опорного сигнала ФОР, устройство синхронизации УС, тактирующее АЦП и ФОР с тактовой частотой дискретизации сигнала, фильтры-накопители ФН_с, ФН_с и устройства вычисления аргумента (arctg) (оценки фазы) и модуля (mod) (оценки амплитуды) комплексной частотной выборки ДПФ сигнала.

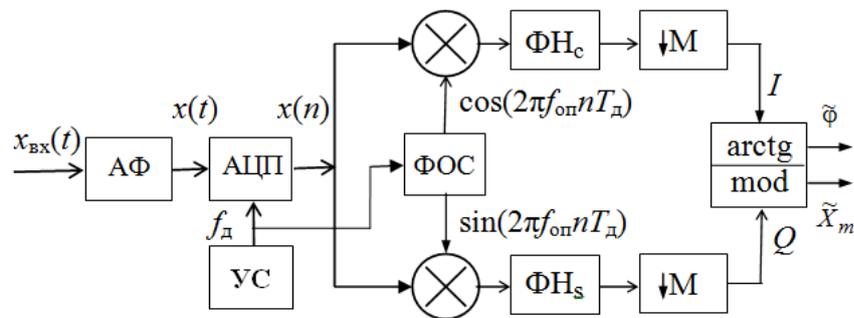


Рис. 1 – Структурная схема ортогонального измерителя

Параметры сигнала в таком измерителе определяются по k -ой частотной выборке ДПФ $X(jf_k)$, вычисляемой на частоте опорного сигнала $f_{оп} = f_k = kf_d / N$, равной частоте сигнала f_c , по числу выборок сигнала $N = T_c / T_d = f_d / f_c$, которому соответствует целое число его периодов k :

$$X(jf_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos(2\pi f_k n T_d + \phi_{оп}) - j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin(2\pi f_k n T_d + \phi_{оп}) = I_k - jQ_k.$$

По реальной (синфазной) I_k и мнимой (квадратурной) Q_k составляющим ДПФ $X(jf_k)$ гармонического измерительного сигнала $x(n) = X_m \sin(2\pi f_c n T_d + \phi_c)$, формируемым в накопителях ФН_с, ФН_с за время измерения $T_{изм} = N \cdot T_d$, и находятся оценки его амплитуды \tilde{X}_m и фазы $\tilde{\varphi}$, равной разности фаз измерительного φ_c и опорного $\varphi_{оп}$ сигналов:

$$\tilde{X}_m = X(jf_k) = (2K_{ког} / N) \sqrt{I_k^2 + Q_k^2}; \quad \tilde{\varphi} = \tilde{\varphi}_c - \tilde{\varphi}_{оп} = \arctg(Q_k / I_k).$$

Параметр $K_{ког}$ в этом выражении является нормированным коэффициентом когерентного усиления используемой весовой функции.

Накопители ФН_с, ФН_с представляют собой нерекурсивные цифровые фильтры скользящего среднего с импульсной характеристикой $h(n)$, соответствующей используемой весовой функции $w(n)$.

Частотные выборки ДПФ с выходов фильтров-накопителей (их I - Q составляющие), как и вычисляемые значения их аргумента и модуля (результаты измерения), могут считываться или непрерывно – с частотой дискретизации f_d , или с пониженной в M раз частотой дискретизации $f'_d = f_d / M$ ($M \leq N/2$). Это возможно, поскольку соседние (по времени) усредненные частотные выборки ДПФ коррелированы друг с другом на интервале времени $M \cdot T_d$ и не несут дополнительной информации (не повышают точность оценок параметров сигнала).

Условия выбора параметров ортогонального измерителя.

Параметрами измерителя являются значения частоты дискретизации f_d и порядка фильтров-накопителей N .

Частота дискретизации определяется в соответствии с полосой частот, выделяемой аналоговым фильтром (аналоговым преселектором). Значение порядка фильтров-накопителей N находится исходя из допустимого значения СКО оценок параметров сигнала $\sigma_{\tilde{\varphi}}, \sigma_{\tilde{X}_m}/X_m$. При больших отношениях амплитуды сигнала X_m к СКЗ шума $\sigma_{ш.вх}$ на входе измерителя $q_{вх} = X_{mвх}/\sigma_{ш.вх} > 10$ СКО оценок параметров $\tilde{\varphi}, \tilde{X}_m$ согласно [2] определяются как $\sigma_{\tilde{\varphi}} \approx 1/q_k, \sigma_{\tilde{X}_m}/X_m \approx 1/q_k$, где $q_k = q_{вх} \sqrt{N/2\Delta\theta_{шэ}}$ – отношение сигнал-шум на выходе канала ДПФ.

Здесь $\Delta\theta_{шэ}$ – нормированная эквивалентная шумовая полоса весовой функции. Для упрощения примем далее $\Delta\theta_{шэ} = 1$, что соответствует прямоугольной весовой функции.

По значению q_k и находится порядок фильтров-накопителей N : $N = 2(q_k^2/q_{вх}^2)$. Например, значениям $\sigma_{\tilde{\varphi}}$ и $\sigma_{\tilde{X}_m}/X_m$, равным 0,01 радиана ($0,57^\circ$) и 1% соответствует $q_k=100$. При $q_{вх} = 10/\sqrt{5}$ получим $N = 1000$.

При $f_d = 500$ кГц это соответствует времени измерения $T_{и} = 2$ мс.

Для обеспечения той же точности измерения при меньшем отношении сигнал-шум на входе измерителя нужно увеличить значение порядка фильтров-накопителей N . Так, при $q_{вх} = 1$ необходимое значение $N_{max} = 2 \cdot 10^4$. При заданном времени измерения $T_{и} = 2$ мс ему соответствует достаточно высокая частота дискретизации $f_{dmax} = 10^7$ Гц.

Получить заданную точность можно и не увеличивая значения N и f_d за счет использования аналогового фильтра на входе измерителя с эквивалентной шумовой полосой $\Delta f_{ш(а)} \leq f_d/2$. Его можно смоделировать с помощью цифрового фильтра с частотой дискретизации f_{dmax} и частотой задерживания, меньшей или равной $f_d/2$.

Моделирование ортогонального измерителя на ЭВМ.

Моделирование измерителя заключалось в определении зависимости значений СКО $\sigma_{\tilde{\varphi}} \approx \sigma_{\tilde{X}_m}/X_m$ оценок фазы $\tilde{\varphi}$ и амплитуды \tilde{X}_m от отношения сигнал-шум на входе $q_{вх}$ при различных значениях порядка фильтров-накопителей N без входного аналогового фильтра и с подключенным аналоговым фильтром.

Частота сигнала и соответствующей ей частотной выборки ДПФ представляются при моделировании нормированной частотой $\theta_c = \theta_k = f_k/(f_d/N) = k$, где k – номер частотной выборки ДПФ, соответствующий числу периодов сигнала на длине реализации N . Выражение для ДПФ при этом принимает вид:

$$X(jk) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn + \varphi_{оп}\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn + \varphi_{оп}\right),$$

а гармонический сигнал моделируется как $x(n) = X_m \sin\left(\frac{2\pi}{N}\theta_c n + \varphi_c\right)$, к которому добавляется нормальный широкополосный шум $e(n)$.

Были выбраны значения $N = 250, 1000$ и соответствующие им значения числа периодов сигнала на длине реализации $k = N/12,5$, равные 20, 80. При частоте дискретизации $f_d = 500$ кГц им соответствуют одни и те же значения частоты сигнала f_c , равные 40 кГц и значения времени измерения $T_{из}$, равные 0,5 мс, 2 мс.

Эквивалентная шумовая полоса аналогового фильтра примерно составляет 45 кГц. Он моделируется полосовым эллиптическим рекурсивным цифровым фильтром 12 порядка с частотой дискретизации $f_{dmax} = 10^7$ Гц, который синтезирован методом билинейного преобразования.

Пределы изменения отношения сигнал-шум на входе $q_{вх}$ выбраны равными (0 – 24) дБ с шагом 6 дБ.

В приводимой таблице представлены значения СКО случайной погрешности оценки фазы $\sigma_{\tilde{\varphi}}$, выраженные в *радианах*, которые получены в результате моделирования. Они же соответствуют и относительным значениям СКО оценки амплитуды сигнала $\sigma_{\tilde{X}_m} / X_m$. Полученные значения СКО хорошо согласуются с их расчетными теоретическими значениями по приведенным выше выражениям.

Это говорит о высокой адекватности программной модели исследуемого ортогонального измерителя.

Таблица 1 – Результаты моделирования ортогонального измерителя на ЭВМ

	$q_{вх}, \text{дБ}$	0	6	12	18	24
50	с АФ	0,019380	0,009550	0,004900	0,002500	0,00120
	без АФ	0,090000	0,045000	0,022000	0,010800	0,00570
000	с АФ	0,009625	0,005450	0,002500	0,001330	0,00059
	без АФ	0,044000	0,021500	0,011000	0,005900	0,00280

Результаты моделирования не привязаны к конкретным значениям частот сигнала и дискретизации и применимы к измерителям, работающим в разных частотных диапазонах.

Они подтверждают возможность использования приведенных в работе исследований при разработке ортогональных измерителей с заданными техническими характеристиками.

Вопросы влияния конечной разрядности чисел при цифровой обработке сигналов и реализации ортогональных измерителей выходят за рамки данной работы.

Список литературы

1. Чмых, М.К. Цифровая фазометрия / М. К. Чмых. М.: Радио и связь 1993.–184с.
2. Глинченко, А. С. Компьютерные спектральные измерения параметров сигналов / А. С. Глинченко, В. А. Комаров. – Красноярск: Сибирский федеральный ун-т, 2010. – 176 с.

ПАССИВНЫЙ БИСТАТИЧЕСКИЙ РАДАР ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ПУСКА САМОНАВОДЯЩИХСЯ РАКЕТ

Пудалев Т.О., Пронькин Л.А.
научный руководитель Феоктистов Д.С.
Сибирский федеральный университет

На сегодняшний день в связи с ростом числа источников излучений, существует множество способов обнаружения различных объектов посредством станций теле- и радиовещания, сотовой связи, глобального позиционирования [1].

Имеется ряд исследований в области применения средств сотовой связи для поиска и обнаружения пуска самонаводящейся ракеты (СНР), которые описаны в работах [2,3].

Наиболее распространенной технологией мобильной связи на данный момент является технология сотовой связи на базе стандартов Global System for Mobile Communications (GSM) и Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Важным элементом сети, построенной на базе приведенных выше технологий, является базовая станция сотовой (БС) связи. БС – системный комплекс приемопередающей аппаратуры, осуществляющей централизованное обслуживание группы оконечных абонентских устройств.

Ещё одним распространённым источником излучения являются теле- и радиовещательные станции, важными характеристиками которых является расположение на значительном возвышении относительно уровня земли и использование больших мощностей при передаче сигнала. Кроме того, данные станции располагаются, как правило, в непосредственной близости от населённых пунктов. Одним из самых распространённых форматов вещания является стандарт DVB-T2. В данном стандарте используется OFDM-модуляция с группами QPSK и QAM. Максимальная длина символа составляет 4 мс, а максимальная полоса 10 МГц. Частоты, отданные в Российской Федерации под данный стандарт, варьируются от 498 до 754 МГц, что достаточно близко к частотам стандарта GSM (935 - 960 МГц). Ввиду всех своих особенностей, сигнал DVB-T2 хорошо подходит для подсвета различных воздушных и наземных объектов электромагнитными волнами (ЭМВ).

Основным критерием, позволяющим различать СНР и прочие воздушные объекты, является наличие доплеровской добавки частоты в отраженном сигнале. Так типовая скорость полета СНР данного класса составляет около 700 м/с. Скорость других воздушных объектов, как правило, не превышает 250 м/с. Задавшись диапазоном несущих частот сигнала: 935 – 960 МГц, получим следующие значения частоты Доплера: 2181 – 2240 Гц для СНР и не более 779 – 800 Гц для прочих объектов. Таким образом, достаточные различия в частотах отраженных сигналов позволяют однозначно определить класс воздушного объекта.

Помимо описанного выше критерия, необходимо отметить, что непосредственно в момент пуска происходит изменение параметров движения воздушного объекта и его поведение в полете. При отделении СНР от носителя, она приобретает большее значение доплеровской частоты и меньшую мощность отраженного сигнала, чем у ее носителя, который продолжает отражать сигнал с прежними параметрами. Это обстоятельство является дополнительным критерием, свидетельствующим о пуске СНР.

Радар, выполняющий обнаружение и измерение координат целей по отраженным от них ЭМВ, которые излучаются сторонним не радиолокационным источником, в зарубежной литературе называют пассивным бистатическим радаром (ПБР) [4].

Рассматриваемая в настоящей статье разновидность ПБР действует следующим образом. На приемной позиции (ПП) принимаются прямой сигнал S_{ref} источника (СИ) и отраженный от цели сигнал S_{surv} СИ. Вычисляется взаимная функция неопределенности (ВФН) прямого и отраженного сигналов:

$$\chi(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{surv}(t) \cdot s_{ref}^*(t - \tau) \cdot e^{-j2\pi f_D t} dt, \quad 1)$$

где τ – временная задержка сигналов;

t – время;

f_D – доплеровское смещение частоты.

Обработкой модуля ВФН $|\chi(\tau, f_D)|$ достигается решение задач обнаружения целей и измерения параметров τ и f_D для каждой из них.

Расстояние L (рис. 1) между СИ и ПП (называемое базой) известно, так же, как и азимут СИ (направление на СИ из точки расположения ПП).

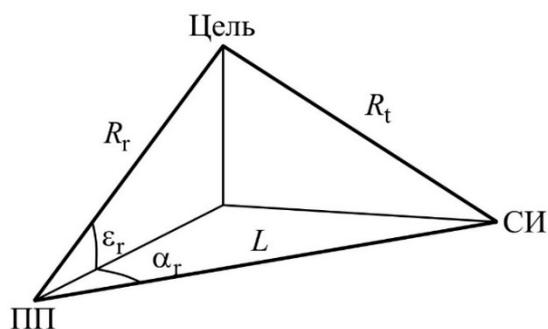


Рис.1 – Взаимное расположение цели, ПП и СИ

Если на ПП измеряются азимут и угол места цели, можно вычислить дальность цели:

$$R_r = \frac{(c\tau)^2 + 2c\tau \cdot L}{2[c\tau + L(1 - \cos \alpha_r \cdot \cos \epsilon_r)]}, \quad 2)$$

где c – скорость света;

α_r – разница азимутов цели и СИ;

ϵ_r – угол места цели.

Выражение (2) справедливо при одинаковых высотах расположения ПП и СИ.

Отметим, что чаще всего угол места на ПП не измеряется. Его можно вычислить, имея значения азимутов и задержек, измеренных для двух разнесенных в пространстве СИ (или для двух ПП при одном СИ). Другой способ – рассчитать дальность, приняв угол места равным нулю, а возникшую ошибку в оценке дальности устранить при траекторной обработке.

Оценим возможности обнаружения воздушного объекта силами БС (она же СИ) по переотраженному сигналу телевизионного вещания (она же ПП) без использования дополнительных устройств радиолокации и разведки. Для решения данной задачи воспользуемся основным уравнением радиолокации [5], описывающим дальность действия радиолокатора с пассивным ответом:

$$D_{обн}(\beta, \varepsilon_r) = \sqrt[4]{\frac{P_u \cdot G(\beta, \varepsilon_r) \cdot A(\beta, \varepsilon_r) \cdot \sigma(\beta, \varepsilon_r)}{(4\pi)^2 \cdot P_{мин}}}, \quad (3)$$

где β – азимут в направлении на цель, $^\circ$;

P_u – мощность, излучаемая БС, Вт;

$G(\beta, \varepsilon)$ – коэффициент направленного действия (КНД) передающей антенны;

$A(\beta, \varepsilon)$ – эффективная площадь приемной антенны, m^2 ;

$\sigma(\beta, \varepsilon)$ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели, m^2 ;

$P_{мин}$ – минимальная чувствительность приемника, Вт.

Преобразуем данное уравнение к виду, позволяющему вычислить дальность обнаружения для случая распространения радиосигнала по маршруту «ПП – СНР – СИ»:

$$D_{обн}(\beta, \varepsilon_r) = \sqrt{\frac{P_u \cdot G(\beta, \varepsilon_r) \cdot A(\beta, \varepsilon_r) \cdot \sigma(\beta, \varepsilon_r)}{(4\pi)^2 \cdot R_t^2 \cdot P_{мин}}}. \quad (4)$$

Для определения дальности обнаружения определим значения параметров, входящих в данное уравнение.

Вычислим угол места, с которого будет обнаружена ракета, используя формулу:

$$\varepsilon_r = \frac{180}{\pi} \cdot \arccos\left(\frac{D_{нук}^2 + (R_3 + h)^2 - (R_3 + H)^2}{2 \cdot D_{нук} \cdot (R_3 + h)}\right) - 90, \quad (5)$$

где $D_{нук}$ – дальность прицеливания ракеты, м;

R_3 – радиус Земли, м;

H – высота пуска ракеты, м

h – высота подъема антенны БС, м.

В азимутальной плоскости диаграмма направленности антенны БС имеет вид окружности с неравномерностью КНД не более 3 дБ.

Ширина диаграммы направленности антенн БС в угломестной плоскости составляет порядка $5-10^\circ$. Угол наклона оси антенны к горизонту составляет $1-7^\circ$.

Существующие на данный момент ракеты с пассивными радиолокационными головками самонаведения, такие как Standard-ARM и HARM-AGM-88, нацеливаются на объект с расстояния не более 50 км [6]. Высота пуска ракеты со стандартных носителей составляет от 1 до 10 км. Типичная высота подъема антенны мобильной БС составляет 10-15 м. Таким образом, угол места принимает значения в диапазоне от 1 до 11° . Как правило, антенна БС наклонена на угол $\pm 1^\circ$ относительно линии горизонта, что даёт значение КНД в направлении на СНР в диапазоне от -22 до -18 дБ. Столь высокое ослабление радиосигнала в данном направлении значительно снижает вероятность обнаружения БС ракетой с данных углов места, что делает актуальной задачу обнаружения воздушных объектов исключительно с направлений главного лепестка диаграммы направленности.

Важную роль в достижении максимальной дальности обнаружения пуска ракеты играет чувствительность приемника, величина которого, для современных БС, лежит в пределах от -120 до -110 дБм. В целях увеличения вероятности обнаружения сигнала БС, полученного в результате отражения от самонаводящейся ракеты, и оценки его параметров, возникает потребность в увеличении отношения сигнал/шум на входе приемника. Использование алгоритмов оптимальной обработки сигналов позволяет достичь требуемого увеличения отношения сигнал/шум [5].

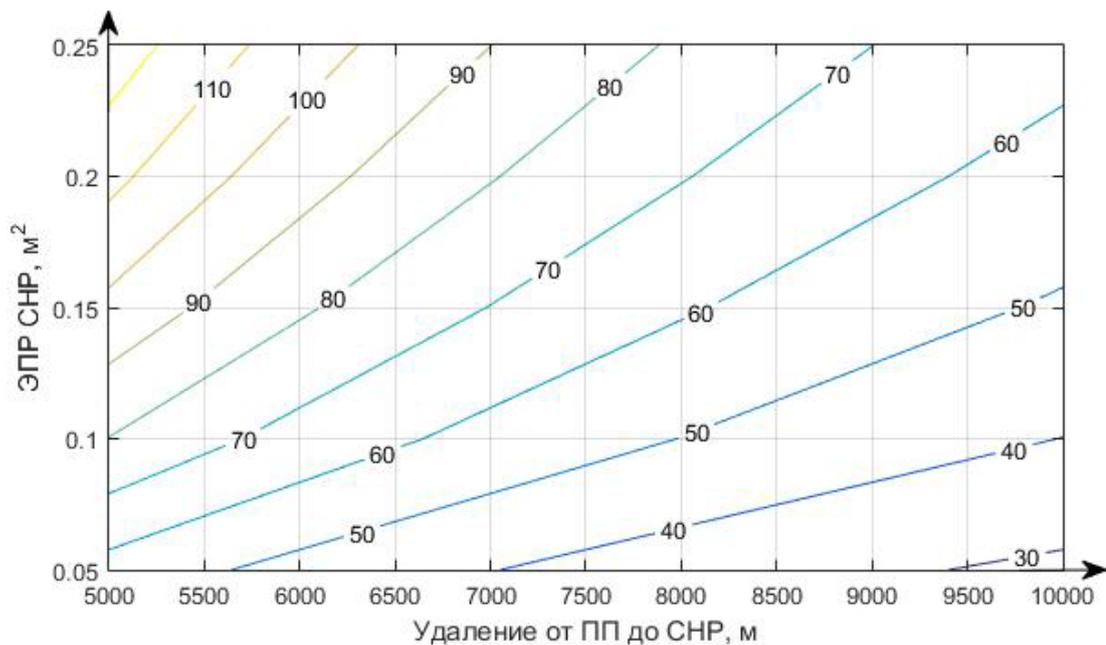


График 1 – Зависимость $D_{обн}$ от q и R

Рассмотрим график 1. Контурными линиями показаны дальности, при которых может быть зафиксирован факт пуска самонаводящейся ракеты. По осям абсцисс и ординат отложены расстояние между воздушным объектом и подсвечивающей телевышкой и ЭПР воздушного объекта соответственно. Из рисунка видно, что максимальное расстояние, на котором может произойти обнаружение СНР, в случае если СНР удалена от ПП на 10 км и ЭПР СНР равна $0,1 \text{ м}^2$, составляет 40 км.

Список литературы

1. Радиолокация по сигналам сторонних источников. Ч. 1: Современное состояние/ А. А. Коновалов, А. В. Бархатов, В. И. Веремьев и др. // Инновации. 2013. №9. С. 8–13.
2. Оценка возможностей мобильных базовых станций сотовой связи по обнаружению самонаводящихся ракет / А.М. Алёшечкин, Т.О. Пудалев, Д.С. Феоктистов и др. // Проблемы создания и перспективы развития Единой (Объединённой) системы противовоздушной и противоракетной обороны ОДКБ. 2015. Инв. №61026в. С. 237–241.
3. Семашко П. Г., Пархоменко Н. Г., Охрименко А. Е. Потенциальные характеристики радиолокаторов с цифровым телевизионным подсветом// Успехи современной радиоэлектроники. 2011. №10. С. 47–51.
4. Bistatic radar: emerging technology / ed. by M. Cherniakov. Chichester: John Wiley, 2008. 406 p.
5. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. Учебное пособие для вузов. – М.: Советское радио, 1970. – 560 с.
6. Радомиров И. Авиационные противорадиолокационные управляемые ракеты. Журнал «Зарубежное военное обозрение», выпуск №8 за 1976г, с. 54-60.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ПО СТАНЦИЯМ НАБЛЮДЕНИЯ

Пустошилов А.С.

научный руководитель канд. техн. наук Валиханов М.М.

Сибирский федеральный университет

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) первого поколения были разработаны с начала 1960х годов. В настоящее время существует ряд независимых СРНС второго поколения ГЛОНАСС (Россия), GPS (США), GALILEO (Европа), Бейдоу (Китай).

Для мониторинга и управления космическими аппаратами (КА) СРНС используется наземный сегмент, в состав которого входят специальные станции наблюдения. Станции наблюдения за КА системы ГЛОНАСС, в основном, распределены на территории Российской Федерации^[1]. В состав каждой станции входит несколько антенных постов (АП). Один АП представляет собой систему с приводами вращения параболической антенны по азимуту и углу места (угол возвышения над горизонтом) для наведения на КА. Существует другой вариант АП в виде антенной решетки. Процесс наведения антенны на КА и получение/отправка данных далее будем называть сеансом связи (СС).

Целью данной работы является разработка алгоритма организации СС с учетом следующих ограничений:

- 5 станций наблюдений, в каждой по 3 АП;
- минимальное время СС 15 минут;
- максимальное время на перестроение АП 0 и 5 минут;
- минимальный угол места 5 градусов;
- видимость одного КА двумя АП, не принадлежащих одной станции.

В соответствии с поставленной целью можно выделить следующие задачи:

- выбрать модель движения КА;
- оценить шаг проведения моделирования;
- разработать алгоритмы распределения КА по АП;
- разработать критерий оценки эффективности распределения КА по АП.

В качестве модели движения КА могут быть использованы следующие данные:

- альманах системы ГЛОНАСС;
- эфемериды, которые передаются КА в составе цифровой информации;
- точные координаты КА, публикуемые, например, IGS.

Составим следующую модель.

В качестве исходных данных для построения модели движения КА был взят альманах системы ГЛОНАСС^[2]. Погрешность прогноза координат КА ГЛОНАСС по альманаху составляет 800-3000 м. Для решения задач моделирования этого вполне достаточно. В связи с тем, что скорость движения КА составляет около 3500 м/с, то погрешность определения момента времени нахождения КА в точке пространства относительно АП составит около одной секунды. В виду малого значения, данной погрешностью можно пренебречь. Далее, на основе данных альманаха^[3] и выбранных точек размещения станций наблюдения, рассчитываются зоны видимости для каждой пары АП-КА.

В связи с требованиями ограничений, минимальное время работы с КА составляет 15 минут. В текущей конфигурации станций требуется оценить оптимальное

время СС АП с КА. Предлагается время СС АП с КА вычислять по формуле: $Y = (K + X)$ минут, где K принимает значения 0 или 5 минут, а X находится в диапазоне от 5 до 60 минут.

Каждая АП в течении Y минут может работать только с одним КА. Необходимо разработать алгоритмы выбора пар АП-КА. При этом, если время СС меньше значения Y , то такая пара АП-КА не рассматривается. В качестве методов выбора пар АП-КА предлагается рассмотреть следующие варианты заполнения пары АП-КА:

Метод 1. пары с максимальным временем СС. См. примечание.

Метод 2. пары с минимальным временем СС. См. примечание.

Метод 3. выбора КА время СС, за которыми максимально для каждого АП. Далее из списка КА выбирается такой КА, время СС которого минимальное. См. примечание.

Метод 4. выбора КА время СС, за которыми минимально для каждого АП. Далее из списка КА выбирается такой КА, время СС которого максимальное. См. примечание.

Метод 5. выбора АП, для которых время СС максимальное. Из полученного списка образуется пара, у которой время СС минимальное. См. примечание.

Метод 6. выбора АП, для которых время СС минимальное. Из полученного списка образуется пара, у которой время СС максимальное. См. примечание.

Примечание. После выбора такой пары эти КА и АП исключаются из текущего распределения. Распределения пар происходит до тех пор, пока есть возможность создать пару АП-КА. При следующем заполнении учитывается, сколько раз КА был распределен и если появляется возможность распределить КА с наименьшим числом распределений, то он распределяется вне очереди. Далее процесс выбора повторяется для образования следующей пары АП-КА.

Следует отметить, что в результате работы системы распределения пар, возможны случаи, когда КА находится в зоне радиовидимости АП, но возможность его распределения отсутствует, так как все АП заняты. В результате этого предлагается использовать следующий критерий оценки вышеописанных методов. Рассчитывать отношение суммарного времени СС к общему времени, когда КА находится в зоне радиовидимости всех АП в течение 8 суток (время повторения трасс КА составляет 7 суток 23 часа 27 минут 28 секунд^[1]).

Результаты моделирования представлены для двух вариантов перестроения антенной системы. На рис. 1 и 2 представлены оценки эффективности выбора пар АП-КА при нулевом и пятиминутном времени перестроения АП, соответственно.

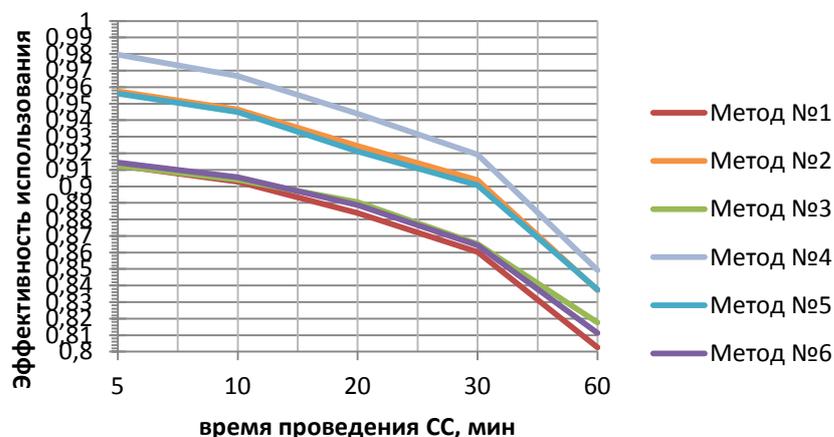


График 1 – Эффективность использования АП при нулевом времени перестроения

Как видно из графика 1, самый эффективный это Метод 4, далее идут Методы 2 и 5. Самыми не эффективными оказались Методы 1, 2, 6. При этом, увеличение времени СС ухудшает эффективность использования АП.

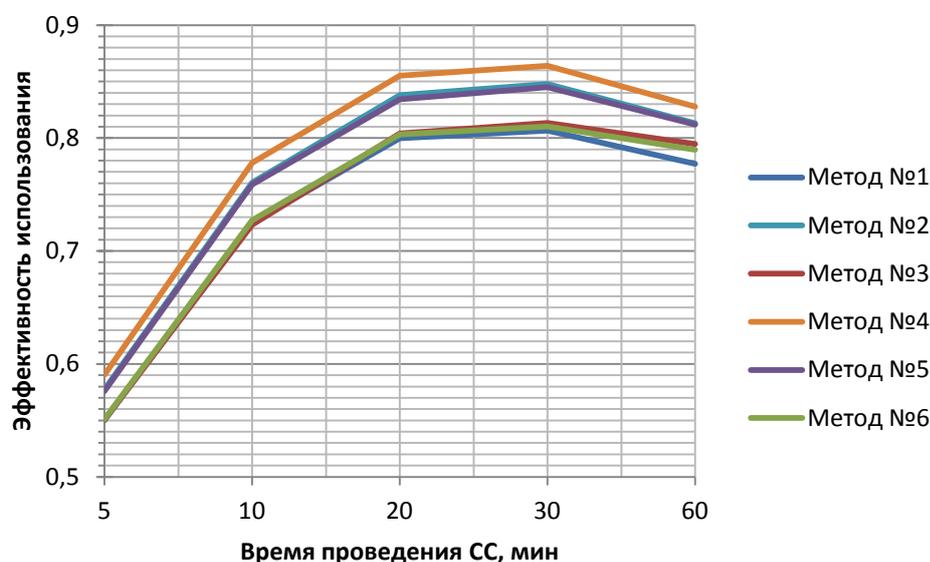


График 2 – Эффективность использования АП при времени перестройки 5 минут

На графике 2 мы видим, что самый эффективный это Метод 4, далее идут Методы 2 и 5 и самыми не эффективными оказались Методы 1, 2, 6. Из графика, так же видно, что в отличие от предыдущего варианта, максимальная эффективность метода наступает в районе 25 минут.

Анализ полученных результатов

В результате проведенных исследований становится очевидным, что рассмотренные методы распределения КА по АП обеспечат максимальную эффективность около 90%, при пятиминутном времени перестройки антенной системы. Несмотря на простоту реализации методов, основным их недостатком методов является то, что происходит отбрасывание начала и конца наблюдений, если они меньше минимального времени Y . Данный факт снижает эффективность алгоритма распределения. Однако становится очевидным, что существует возможность улучшить данный результат, применив плавающие время начала и окончания сеансов.

Список литературы

1. Перов, А.И. ГЛОНАСС Принципы функционирования и построения. изд. 4-е, доп. и перераб. / под ред. А. И. Перова и В. Н. Харисова. - Москва: "Радиотехника", 2010.
2. Интерфейсный контрольный документ ГЛОНАСС 5.1-ая редакция. – Москва. 2008 г.
3. Альманах ГЛОНАСС [электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.glonass-iac.ru/GLONASS/ephemeris.php>

СВЧ УСТАНОВКА НА ОСНОВЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Пьянков В.Ф.

научные руководители канд. техн. наук *Копылов А.Ф.,
канд. биол. наук **Крюкова О.В., д-р физ.-мат. наук *,**Хлебопрос Р.Г.

*Сибирский федеральный университет,

**Красноярский научный центр сибирского отделения РАН

В предыдущих работах авторов^[1-5] были представлены результаты исследований влияния СВЧ излучения диапазона 900 МГц на живые организмы в лабораторных условиях. В этих работах содержались структурная схема и краткое описание СВЧ установки, позволившей реализовать соответствующие биологические исследования. Проведенные работы показали определенную перспективность принятых подходов и необходимость в расширении масштабов таких экспериментов над мелкими лабораторными животными, в частности, мышами.

Однако, для проведения более масштабных опытов возникла необходимость в существенном усовершенствовании и радикальной переработке конструкции используемой в опытах СВЧ системы. При этом следовало решить две основные задачи: во-первых, обеспечить увеличение количества одновременно облучаемых установкой животных до 8-ми; во-вторых, ввести в конструкцию установки элементы, которые обеспечивали бы контроль поглощаемой животными СВЧ энергии.

При решении первой из этих задач (увеличение количества одновременно облучаемых животных) мы использовали принцип карусели, описанный в тематическом обзоре^[6]. Карусельное расположение облучаемых животных, на наш взгляд, является весьма удачным, так как позволяет обеспечить одновременное облучение большого количества животных (как показано в [6], от 5 до 10) и в то же время дает равномерное покрытие облучаемой системы СВЧ энергией. Такое карусельное расположение облучаемых животных^[6] показано на рисунке 1.

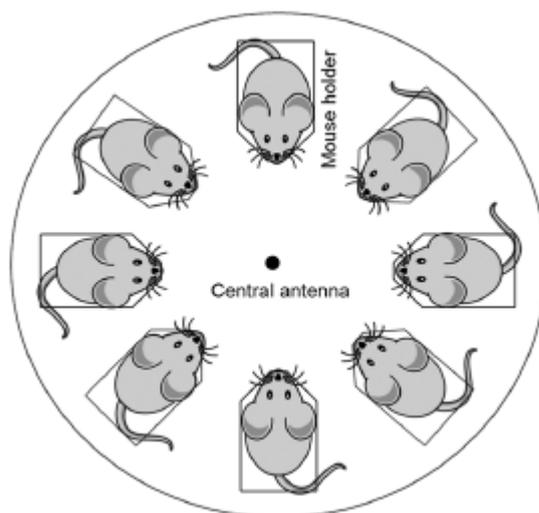


Рис.1 – Карусельное расположение облучаемых животных^[6]

Несколько сложнее оказалось решение второй из поставленных нами задач – обеспечение контроля поглощаемой животными СВЧ энергии. Сразу оговоримся, что решение этой задачи (как определено в [6] – задачи дозиметрии) в плане абсолютной

беспорности полученных результатов, на наш взгляд, до сих пор невозможно. Это связано со сложностью (даже чисто теоретической) измерения полученной животным при облучении дозы СВЧ энергии непосредственно на теле животного, не говоря уже о проблеме оценки неравномерности распределения электромагнитного поля по телу животного. Как справедливо сказано в тематическом обзоре [6], решение задачи дозиметрии в настоящее время является весьма относительным и имеет оценочный характер. Такой же оценочный характер будет иметь и полученный нами дозиметрический результат.

На рисунке 2 приведена фотография общего вида разработанной и собранной нами установки.

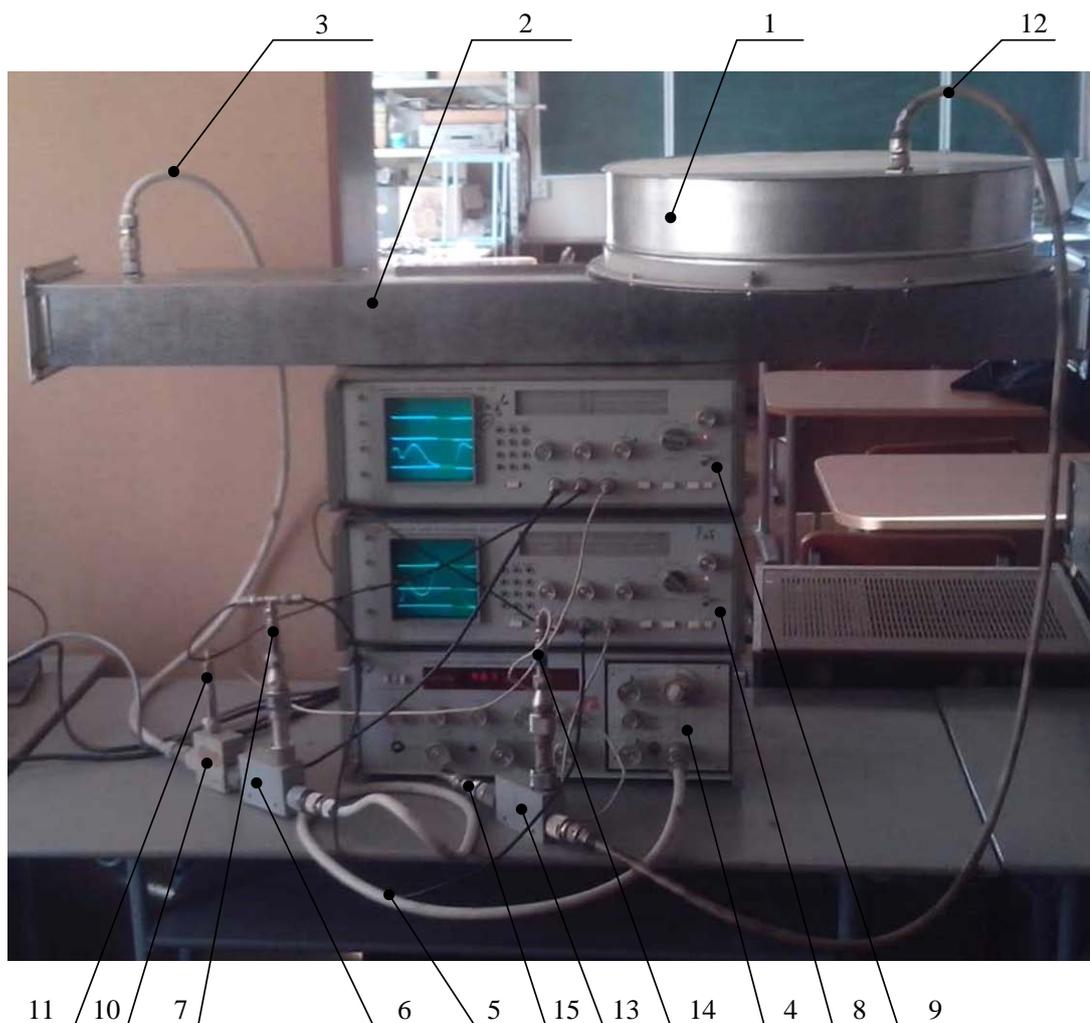


Рис.2 – Фотография разработанной установки

Установка содержит: 1 – цилиндрический резонатор (ЦР), внутри которого установлены метаболические камеры для мышей; 2 – прямоугольный волновод для передачи СВЧ энергии от генератора в ЦР; 3 – входной СВЧ кабель, подводящий СВЧ энергию от генератора в прямоугольный волновод; 4 – генератор СВЧ колебаний типа РК 2-47, настроенный на частоту 915 МГц; 5 – СВЧ кабель, передающий колебаний СВЧ энергии от генератора 4 к направленному ответвителю (НО) 6 падающей СВЧ волны; 7 – амплитудный детектор падающей СВЧ волны; 8 – индикатор коэффициента прямой передачи (индикатор амплитудно-частотных характеристик – АЧХ измеряемого устройства); 9 – индикатор величины коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) со входа измеряемого устройства; 10 – НО отраженной от входа

измеряемого устройства СВЧ волны; 11 – амплитудный детектор СВЧ волны, отраженной от входа измеряемого устройства; 12 – выходной СВЧ кабель, передающий проходящую через ЦР СВЧ энергию; 13 – НО прошедшей через ЦР СВЧ волны; 14 – амплитудный детектор СВЧ волны, прошедшей через ЦР; 15 – согласованная нагрузка.

Установка работает следующим образом. В цилиндрический резонатор 1 через прямоугольный волновод 2 посредством входного СВЧ кабеля 3 от генератора 4 подается СВЧ сигнал частоты 915 МГц, амплитудно модулированный частотой 100 кГц. Между генератором 4 и СВЧ кабель 3 включены: кабель 5, первый направленный ответвитель (НО) падающей СВЧ волны и второй НО 10 отраженной от входа измеряемого устройства СВЧ волны. Через амплитудный детектор падающей СВЧ волны 7 огибающая ответвленного сигнала с первого НО поступает на индикатор 8 коэффициента прямой передачи (индикатор АЧХ измеряемого устройства) и 9 – индикатор величины коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) со входа измеряемого устройства и таким образом формирует сигнал падающей волны на обоих индикаторах. Со второго НО 10 через амплитудный детектор 11 огибающая сигнала, отраженного от входа прямоугольного волновода 2, поступает на индикатор 9 КСВН входа волновода 2. Кабель 3 соединяет НО 10 и прямоугольный волновод 2 и возбуждает этот волновод через штыревой четвертьволновый резонатор, расположенный в центре широкой стенки волновода 2 внутри последнего (на рисунке 2 не виден). СВЧ сигнал проходит через прямоугольный волновод 2 и возбуждает еще один (второй) штыревой четвертьволновый резонатор (на рисунке 2 также не виден), расположенный в противоположном конце прямоугольного волновода 2 параллельно первому (входному) четвертьволновому резонатору. Последний снимает СВЧ сигнал с прямоугольного волновода 2 и подает его на возбуждающий СВЧ колебания в ЦР третий четвертьволновый штыревой резонатор, расположенный в центре ЦР. Последний возбуждает СВЧ колебания в ЦР, где расположены метаболические камеры с имитаторами лабораторных животных. Имитаторами лабораторных животных служат 20-ти граммовые медицинские пластиковые шприцы, в которых набрано около 15 грамм водно-солевого раствора, имитирующего тела мышей. Для оценки прошедшего через установку сигнала с четвертого четвертьволнового резонатора (на рисунке 2 также не виден, так как расположен внутри ЦР) снимается прошедший СВЧ сигнал и подается через выходной СВЧ кабель 12 на третий НО – ответвитель прошедшей через ЦО сигнала, нагруженный на выходе на согласованную нагрузку 13. С амплитудного детектора 14 прошедшей через ЦР СВЧ волны выходной сигнал подается на индикатор 9 прошедшей СВЧ волны.

Таким образом, описанная установка позволяет измерить АЧХ (прошедший через установку сигнал) и КСВН входа системы в месте подключения кабеля 3, запитывающего прямоугольный волновод 2. Измеряя величины АЧХ и КСВН в двух режимах – при отсутствии имитаторов мышей, и в присутствии этих имитаторов, можно оценить поглощенную имитаторами мышей СВЧ энергию.

Цилиндрический резонатор выполнен в виде усеченного цилиндра высотой 9 см и диаметром 50 см. При таком соотношении геометрических размеров и длины волны на частоте 915 МГц в ЦР возбуждается многомодовый режим для волн типа «Е», и полностью отсутствуют условия для возбуждения волн типа «Н»^[7]. Мы считаем, что многомодовость возбуждаемых в ЦР колебаний положительно сказывается на равномерности распределения электромагнитного СВЧ поля внутри ЦР. Прямоугольный волновод 2 имеет сечение 18 x 9 см. На концах волновода внутри него расположены плунжеры для настройки установки на требуемую рабочую частоту (на рисунке 2 не видны).

Измерения, проведенные для двух режимов – в отсутствие имитаторов мышей, и при наличии этих имитаторов, показали следующее:

- затухание прошедшего через установку СВЧ сигнала на частоте 915 МГц в отсутствие имитаторов мышей составило 4,2 дБ при КСВН входа 2,7;

- затухание прошедшего через установку СВЧ сигнала на частоте 915 МГц при наличии имитаторов мышей составило 5 дБ при КСВН входа 1,8.

Увеличение затухания СВЧ сигнала при прохождении его через ЦР с одновременным уменьшением КСВН входа является ожидаемым результатом, так как показывает, что проходящий через ЦР СВЧ сигнал частично поглощается имитаторами мышей.

Нам представляется, что в процессе проведения дальнейших исследований сравнение величин прошедшего через ЦР сигнала в отсутствие имитаторов мышей и при их наличии позволит численно оценить эффективность поглощения СВЧ энергии и создает возможность оценки дозировки облучаемыми объектами поглощаемой СВЧ энергии.

Список литературы

1. Копылов А.Ф., Круглик О.В., Хлебопрос Р.Г. Радиофизическая СВЧ-установка для исследования биологических эффектов у лабораторных животных / *Universum: Технические науки: электрон. научн. журн.* 2013. № 1 (1). URL: <http://7universum.com/ru/tech/archive/item/785> (дата обращения 28.03.2016).

2. Копылов А.Ф., Круглик О.В., Хлебопрос Р.Г. СВЧ установка для исследования биологических эффектов у мышей // *Южно-Сибирский научный вестник.* 2014. № 1 (5). С. 28-29. ISSN 2304-1943.

3. Kopylov A. F., Kruglik O. V., Khlebopros R. G. Microwave System for Research Biological Effects on Laboratory Animals // *Austrian Journal of Technical and Natural Sciences. "East-West" Association for Advanced Studies and Education GmbH.* Vienna, 2014, № 1 (January-February), P. 8-12. ISSN 2301-5607.

4. Копылов, А. Ф. Использование СВЧ установки для оценки влияния СВЧ излучения на параметры роста экспериментальной опухоли / В.Ф. Пьянков, А.Ф. Копылов, О.В. Крюкова / [Электронный ресурс]: *Машиностроение и безопасность жизнедеятельности*, 2015, № 4 (25), С. 66-69. ISSN 2222-5285 | eISSN 2309-5285. Режим доступа: <http://www.mbsd.ru/category/issues/2015/> (Дата обращения 05.03.2016).

5. Копылов, А. Ф. Установка диапазона 915 МГц для исследования воздействия СВЧ излучения на биологические объекты / А.Ф. Копылов, О.В. Крюкова, В.Ф. Пьянков, Р.Г. Хлебопрос / [Электронный ресурс]: *Сборник материалов VIII Международно научно-практической конференции «Исследование различных направлений современной науки»*, 26 января 2016, М: изд-во «Олимп», 2016, 1426 С., с. 478-486. ISBN 978-5-9907858-0-9. Режим доступа: <http://olimpiks.ru/arhiv-konferenciy> (Дата обращения 13.02.2016).

6. Paffi A. Microwave Exposure Systems for In Vivo Biological Experiments: A Systematic Review // A. Paffi; C. Merla; R. Pinto; G. A. Lovisolo; M. Liberti; C. Marino; M. Repacholi; F. Apollonio // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques.* 2013, V. 61, № 5, P.P. 1980-1993.

7. Муромцев, Д.Ю. *Техническая электродинамика: учебное пособие* / Д.Ю. Муромцев, О.А. Белоусов. – Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2012. – 116 С. – 100 экз. ISBN 978-5-8265-1096-4.



ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ И КСВН В ДИАПАЗОНЕ 1-30 МГц

Святец А.А.

научный руководитель канд. техн. наук., проф. Саломатов Ю.П

Сибирский федеральный университет

При разработке цифрового измерителя ставились следующие задачи:

- Устройство должно быть автономным, работать без управления от компьютера;
- Устройство должно иметь цифровую индикацию;
- Простое в управлении и настройке;
- Измерять большой уровень мощности в широком диапазоне от долей ватт до 5 кВт и более
- Устройство не должно калиброваться при каждом включении;

Цифровой измеритель необходим для оперативного контроля в реальном времени работы передатчика и состояния антенно-фидерного тракта всей системы. В приборе предусмотрено аварийное отключение передатчика в случаях превышений заданной мощности или значения КСВ.

При разработке не ставилось задачи сделать устройство из разряда «средство измерения» как таковое, а в первую очередь именно прибор оперативного контроля и состояния работы прямо-передающего узла КВ радиостанции.



Рис.1 – Блок-схема цифрового измерителя

Цифровой измеритель состоит из двух блоков (рис. 1):

- Направленный ответвитель (НО);
- Блок индикации (вычислитель).

Разработка устройства состоящего из двух блоков обусловлена тем, что место оператора узла связи находится на некотором удалении от места размещения передатчика (выходного каскада усиления). В связи с этим возникает задача оперативного контроля штатной работы передающих устройств именно в месте размещения дежурного оператора. Поэтому НО устанавливается непосредственно у

передающего устройство в разрыв линии передачи между разъемом выходного тракта передатчика и антенны. С помощью соединительного кабеля сигнал с ответвителя подается на блок индикации, который устанавливается непосредственно у рабочего места оператора. На индикаторе оператор видит в реальном времени уровень выходной мощности и КСВ.

Направленный ответвитель, он же широкополосный датчик падающей и отраженной волн, изготовлен по известной и часто используемой схеме. Ниже приведена схема (рис. 2).

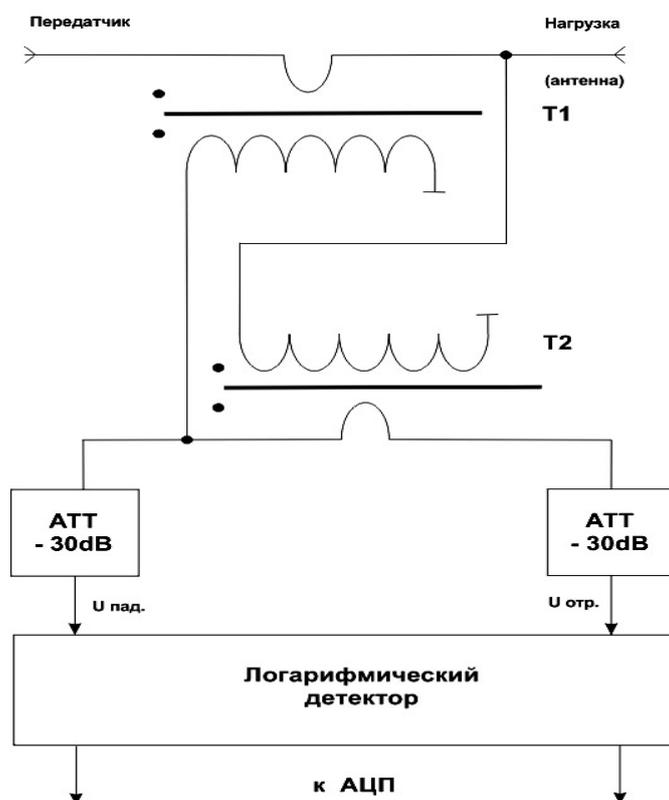


Рис.2 – Схема направленного ответвителя

Подобные датчики описаны в [1], [2] Однако для КВ диапазона и уровней мощностей, которые планировалось измерять, было выполнено много экспериментальных измерений и тестирований. При этом было проверено больше двух десятков типоразмеров и марок ферритовых колец импортного и отечественного производств. Использовались кольца марки *Amidon* материала -43 и -61 разных типоразмеров, а также отечественные ферритовые кольца марок 400 НН и 600 НН. Последние показали хорошую стабильную работу ответвителя при больших уровнях мощности. При этом использовались кольца размером от 32 до 45 мм. На этих же кольцах были получены самые хорошие показатели направленности ответвителя:

Более 40-50 дБ на частотах до 15 МГц, и более 35-38 дБ на частотах вплоть до 40 МГц

Этих значений достаточно для корректного измерения падающей и отраженной волн и вычисления КСВ.

Сигналы, снимаемые с датчика, подаются на аттенюатор с затуханием -30 дБ и входным и выходным импедансами 50 Ом. Таким образом, выходы всегда нагружены на сопротивление 50 Ом. Далее сигнал подается на детектор.

В качестве детектора ВЧ сигнала используется логарифмический усилитель AD8307 фирмы *Analog Devices*. [5, 6]. Работа логарифмических детекторов рассмотрена в [3, 4].

Микросхема AD8307 не имеет предельного нижнего значения рабочей частоты, и может быть использован в диапазоне даже звуковых частот вплоть до 20 Гц, а реально работающая в диапазоне частот от нуля до 500 МГц, и имеющая динамический диапазон 92 дБ. Базовый динамический диапазон AD8307 составляет от -75 дБм (относительно 50-омного источника, что соответствует амплитуде синусоидального сигнала приблизительно 56 мкВ) до +17 дБ (амплитуда синусоидального сигнала около 2.2 В). При помощи простой схемы согласования по входу динамический диапазон может быть смещен вниз в область значений от -88 дБм до +3 дБм. Логарифмическая характеристика имеет типичную линейность в пределах ± 0.3 дБ на частотах до 100 МГц в центральной части динамического диапазона.

Выходной сигнал усилителя представляет собой напряжение с масштабом 25 мВ/дБ, которое формируется током с номинальным масштабом 2 мкА/дБ, протекающим через внутренний резистор номиналом 12.5 кОм. Это напряжение изменяется в диапазоне от 0.25 В при уровне входного сигнала -74 дБм (то есть, точка пересечения по переменному сигналу соответствует уровню -84 дБм, или среднеквадратическому напряжению входного синусоидального сигнала 20 мкВ) до 2.5 В при уровне входного сигнала +16 дБм. Наклон и точку пересечения характеристики (так называемую точку отсечки можно отрегулировать путем внешней подстройки), что очень упрощает процесс настройки измерителя при изготовлении.

AD8307 обладает превосходной стабильностью параметров характеристики в зависимости от изменения напряжения питания и температуры. Низкая стоимость, малые габариты (корпус SOIC-8), низкое энергопотребление, высокая точность и стабильность – вот основные качества которые были в пользу использования этой микросхемы.

Блок индикации выполнен в отдельном корпусе. Предусмотрено питание устройства от сети переменного тока 220 В. Схема блока приведена (рис. 3).

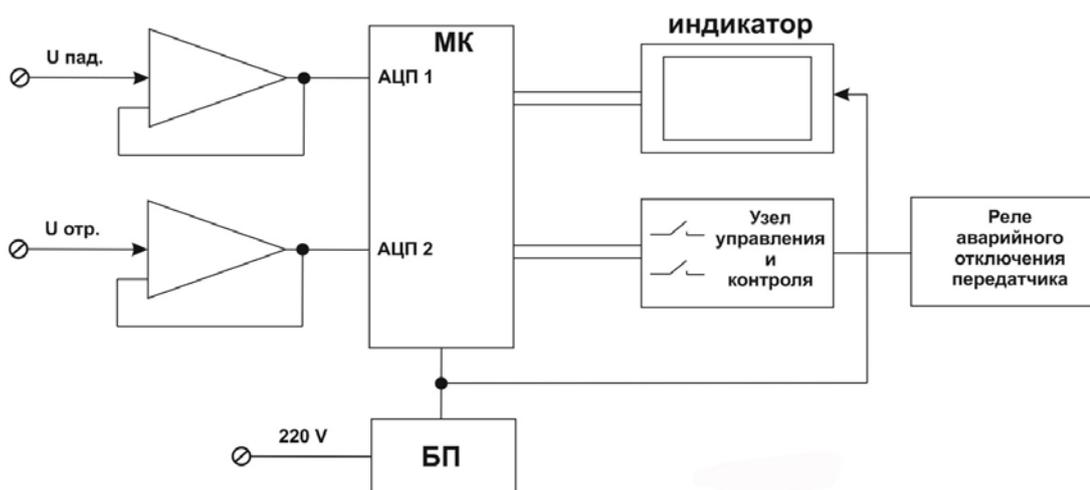


Рис.3 – Схема блока индикации

Программно-аппаратная реализация выполнена на микроконтроллере фирмы *Microchip PIC18F452*. [7]. Сигналы, пришедшие с логарифмических детекторов, через высокоомные буферные повторители, выполненные ОУ, подаются на вход АЦП микроконтроллера, где происходит измерение и дальнейшая математическая

обработка. Весь анализ и вычисления производятся программой, что и позволило сделать устройство с минимумом комплектующих. Результаты измерений выводятся на 2-х строчный ЖКИ индикатор в удобной читаемой форме. Для визуализации работы передающего устройство на ЖКИ выводится бегущая полоса уровня выходной мощности передатчика, что упрощает работу оператора.

Цифровой измеритель является третьей модификацией измерителя. В последнем добавлен узел измерения пиковых значений мощности по огибающей однополосного сигнала – так называемый пиковый детектор. (ООО «ЭНДИС» <http://www.andys.ru>).

Список литературы

1. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Схемы, блоки, 50-омная техника; Ред, Эрик; Изд-во: М.: Мир, 1990 г.
2. А. Титов. Широкополосный датчик падающей и отраженной волны.: Радиомир. – 2006. – № 6. – С. 32
3. Обзор основных схем логарифмических усилителей для радиочастотных приложений производства фирмы Analog Devices.: Компоненты и технологии №11, 2008, http://www.kit-e.ru/articles/usil/2008_11_43.php
4. И. Самков Основы теории демодулирующих логарифмических усилителей. Электронные компоненты, №3, 2009
5. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8307.pdf>
6. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-691.pdf>
7. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39564c.pdf>



ОБЗОР И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ

Силантьев А.А.

научный руководитель канд. техн. наук Кузьмин Е.В.

Сибирский федеральный университет

Отношение сигнал/шум является одним из важнейших показателей качества радиотехнических систем, работающих в условиях помех. В результате воздействия помех, действующих на полезный сигнал на участке “передатчик информации – потребитель” возникают перебои в связи, что является недопустимым, так как потребителю, использующему систему связи важно получать большие объемы информации за короткие промежутки времени. Оценка отношения сигнал/шум на входе приёмного устройства потребителя даёт возможность исправить эту проблему, путём повышения помехоустойчивости системы связи. В представленной работе рассмотрены методы, позволяющие оценить отношение сигнал/шум, их достоинства, недостатки и сравнительные характеристики.

Важнейшими критериями, предъявляемыми к методам оценки отношения сигнал/шум являются:

Точность измерений;

Быстродействие (скорость измерений);

Простота реализации метода.

Только учет всех перечисленных критериев позволит повысить помехоустойчивость систем связи.

В результате проведенного обзора литературы можно прийти к выводу, что все существующие методы оценки отношения сигнал/шум делятся на следующие категории [1-4]:

1) Оценка с помощью последовательного измерения амплитуды сигнала и среднеквадратического значения шума (или мощностей сигнала и шума) [1].

2) Оценка с помощью исследования статистических характеристик аддитивной смеси сигнала и шума [2,3].

3) Метод пространственных оценок [4].

Рассмотрим приведенные методы на основе исследованной литературы, выделяя их основную суть.

Первый метод оценки отношения сигнал/шум является классическим и может быть использован в любых радиотехнических системах в силу своей простоты. Так, дисперсию или мощность шума, действующего на входе приёмного устройства можно измерить в момент, когда сигнал отсутствует (при этом также необходимо учитывать внутренние шумы приёмного устройства). Во время приёма аддитивной смеси, предварительно проведя её фильтрацию, можно измерить амплитуду сигнала (U_m), и если требуется рассчитать мощность полезного сигнала (P_c) по известному правилу [1]:

$$P_c = U_m^2 / 2.$$

Представленный метод прост в реализации: последовательное измерение амплитуды и дисперсии предполагает только фильтрацию аддитивной смеси для нахождения амплитуды сигнала, усреднение случайного процесса для нахождения его дисперсии, и расчёта их отношения. Однако исследуемый метод обладает низким быстродействием: необходимость вычислять дисперсию шума в момент отсутствия сигнала и дальнейшее измерение его амплитуды требует больших временных затрат.

Однако самым существенным недостатком исследуемого метода является его низкая точность: во временной области амплитуду сигнала после проведения фильтрации смеси определить однозначно невозможно, вследствие воздействия шума, который не позволяет однозначно её определить и в спектральной области. При этом, фильтрация аддитивной смеси возможна только в случае, когда мощность сигнала больше или равна дисперсии шума. В случае, когда дисперсия шума много больше мощности сигнала, определить даже среднее значение его амплитуды невозможно. На рисунке 1 приведем реальные значения амплитуды сигнала после фильтрации аддитивной смеси. Заданное значение амплитуды при моделировании установлено равным 1 В. Измерения проводились для 10 случаев ($n = 10$) в среде графического программирования NI LabVIEW и оформлены графически в Microsoft Excel.

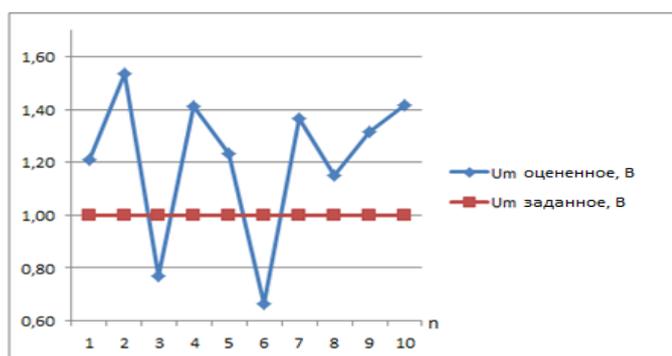


Рис.1 - Оцененные значения амплитуды сигнала после фильтрации аддитивной смеси

Исходя из анализа рисунка 1 можно сделать вывод, что оцененные значения амплитуды сигнала при 10 измерениях существенно отличаются от заданных значений при отсутствии шума.

Второй метод, позволяющий оценить отношение сигнал/шум с помощью исследования статистических характеристик аддитивной смеси сигнала и шума, был подробно исследован В.И. Тихоновым [2] и разработан В.Г. Патюковым [3]. В представленном методе оценка проводится с помощью аппарата статистической радиотехники, обеспечивающего высокоточные измерения, на основе исследования статистических характеристик флуктуаций аддитивной смеси.

Рассмотрим наиболее перспективный метод, основанный на измерении флуктуаций огибающей аддитивной смеси, подробно описанный в [3]. Шум, действующий на полезный сигнал, приводит к появлению выбросов. Для оценки отношения сигнал/шум, в данном случае, необходимо использовать информацию о числе положительных выбросов огибающей аддитивной смеси, превышающих определённый уровень. Достаточно полное вероятностное описание характера изменения выбросов может быть получено на основе известной информации о совместной плотности распределения огибающей (V) исследуемой аддитивной смеси и её производной (V') [2]:

$$\omega(V, V') = \omega(V)\omega(V') = \frac{-V^2}{\sigma^3 \sqrt{-2\pi\rho_0''}} \exp\left[\frac{1}{2}\left(q^2 + \frac{V^2}{\sigma^2} - \frac{(V')^2}{\rho_0''}\right)\right] I_0\left(\frac{qV}{\sigma}\right), \quad (1)$$

где ρ_0'' – вторая производная от функции корреляции аддитивной смеси сигнала и узкополосного случайного процесса, I_0 – модифицированная функция Бесселя, q – отношение сигнал/шум, σ – дисперсия шума.

При некоррелированных отсчётах исследуемого случайного процесса среднее число положительных выбросов N в единицу времени, можно найти по совместной плотности распределения, проинтегрировав совместную плотность распределения огибающей и её производной по V' . Тогда полученный результат, представляющий формулу для расчёта среднего числа положительных выбросов аддитивной смеси можно представить в виде [2,3]:

$$N(q) = \sqrt{\rho_0''/2\pi\Delta f_s} \frac{C}{\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}q^2 - \left(\frac{C}{\sigma}\right)^2\right] I_0\left(\frac{qC}{\sigma}\right) T_{набл}, \quad (2)$$

где Δf_s – ширина энергетического спектра шума в рассматриваемой системе, равная полосе пропускания приёмного устройства, C – уровень ограничения, $T_{набл}$ – время наблюдения.

Исходя из формулы (2) можно сделать вывод, что интенсивность и характер зависимости среднего числа выбросов огибающей узкополосного случайного процесса от уровня ограничения C определяется по результатам изменения соответствующей плотности вероятности огибающей $\omega(V)$, зависящей от отношения сигнал/шум. Установлено, что при заданном пороге, равном дисперсии шума, в случае когда она много больше чем амплитуда полезного сигнала, погрешность подсчёта числа выбросов, а следовательно и оценки отношения сигнал/шум, по вышеприведенной зависимости, составляет 5–10 %, что говорит о высокой точности измерений. Удовлетворяет этот метод и требованию быстрействия: для расчёта числа выбросов и определения отношения сигнал/шум необходимо 0,5 – 2 секунды, а возможность реализации с помощью типовых радиотехнических элементов (таких как, например, сумматоры, умножители, односторонний амплитудный ограничитель на операционном усилителе) говорит о простоте реализации.

Третий метод, дающий возможность провести пространственные оценки отношения сигнал/шум основан на использовании антенных решёток. Другими словами, сигнал в таком случае принимается в нескольких точках, группой антенных элементов, используя которые мы можем говорить о пространственных измерениях. Рассмотрим данный метод на примере систем спутниковой связи, исследуя местоположение геостационарного космического аппарата (КА) относительно наземного комплекса управления (НКУ). На рисунке 2 (а) приведем идеальный случай расположения КА (точка А) относительно НКУ (точка В), то есть когда КА находится в состоянии покоя. Однако, в силу факторов космического пространства, расположение КА относительно НКУ не является идеальным и возможны его сдвиги, как показано на рисунке 2 (б) (точки А и А').

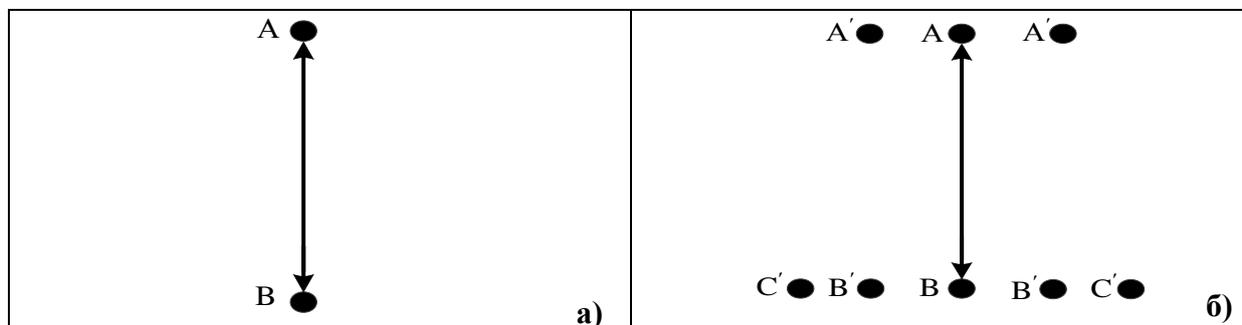


Рис.2 - Идеальное (а) и реальное (б) положение КА относительно НКУ

Положение КА относительно НКУ, не идеальное, как показано на рисунке 2 (б), и может меняться относительно точки А, находясь в положениях, которые обозначены

как A' , образуя тем самым виртуальную антенную решётку (при изменении положения КА меняет положение и его передающая антенна). В таком случае применение в НКУ нескольких антенн (основной, расположенной в точке В и дополнительных, расположенных в точках В' и С') позволит организовать на земле группу измерений, иными словами оценивать отношение сигнал/шум будет возможно в нескольких точках, что позволит повысить точность измерений. Так, отношение сигнал/шум (q) на выходе антенной решётки, рассмотренной на рисунке 2 (б) можно найти по следующей формуле, позволяющей провести пространственную оценку [4]:

$$q = V^H R^{-1} V, \quad (3)$$

где R – корреляционная матрица сигналов, поступающих на вход антенной решётки, V – пространственный вектор сканирования направления, с которого поступает полезный сигнал, V^H – вектор, эрмитово-сопряженный с вектором V .

Представленный метод позволяет оценить отношение сигнал/шум на нескольких входах антенной решётки, а оценка данного отношения в нескольких точках пространства позволит провести высокоточные измерения путем сравнения полученных результатов, а также оценки мощности принятого сигнала с разных направлений [4]. Однако использование нескольких антенн, в частности для систем космической связи и навигации, потребует больших материальных затрат и скажется на простоте реализации и быстродействии: необходимо будет задействовать несколько антенн, а обработка информации, поступающей на их входы скажется на времени оценок.

С другой стороны, в методе пространственных оценок отношения сигнал/шум возможно и использование метода оценивания с помощью последовательного измерения амплитуды сигнала и среднеквадратического значения шума (или мощностей сигнала шума), или оценок с помощью исследования статистических характеристик аддитивной смеси сигнала и шума. Так, отношение сигнал/шум можно оценить не только с помощью применения пространственного вектора сканирования, но также с применением других исследованных методов оценки, путем их использования на нескольких входах антенной решётки, анализа и усреднения полученных результатов с данных входов.

Список литературы

1. Б. Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003 г. – 1104 с.
2. В.И. Тихонов. Выбросы случайных процессов. – М.: Наука, 1970 г. – 392 с.
3. А. А. Силантьев, В. Г. Патюков, Е. В. Патюков, В. А. Шатров. Оценка отношения сигнал/шум в спутниковых системах связи// Журнал радиоэлектроники / Электронный журнал. – 2015. – № 3.
4. М.В. Ратынский. Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. – М.: Радио и связь, 2003 г. – 200 с.



ИЗМЕРЕНИЕ ПАРМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ХОККЕЙНОЙ ШАЙБЫ

Соболев П.В.

научный руководитель Есин А.Ю.
Сибирский федеральный университет

Самый быстрый игрок в хоккее — это шайба, поэтому повышение уровня мастерства владения ею является перспективным направлением исследований, так как скорость и точность владения шайбой требует минимальных затрат физической силы спортсмена. При постановке задачи для спортсменов на точность паса, заметно снижается скорость шайбы, и на оборот при высокой скорости шайбы снижается точность паса [1]. Для изучения этих и других зависимостей и разработки методов тренировок на их основе предлагается разрабатываемое устройство, позволяющее глубже изучить физические и психические возможности человека.

Устройство предназначено для измерения параметров индивидуально мастерства хоккеистов, таких как скорость движения шайбы при передаче и точность паса. Во время движения или в статичном положении спортсмен А даёт пас спортсмену Б так чтобы шайба прошла под рамкой Рисунок1. Во время индивидуальной тренировки спортсмен управляет шайбой пропуская её под рамкой.

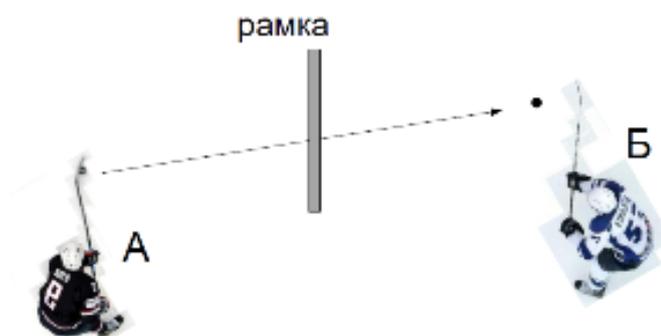


Рис.1 – Пример передачи паса через рамку

Рамка фиксирует скорость движения шайбы, угол относительно корпуса рамки и точку её прохода. Далее эти параметры передаются на табло, установленное за стеклом хоккейной коробки, и на ПК тренера для набора статистики и анализа. При выполнении упражнения в стационарном положении, спортсменам ставится задача давать пас через центр рамки. В этом случае на табло высвечивается расстояние отклонения точки прохода шайбы от центра, например, «+20см», «-15см».

При повторении, например, 100 циклов одного упражнения попутно анализируется динамика измеряемых параметров во времени и частота их выполнения. Эти данные могут быть использованы для получения показателей утомляемости нервной системы и выносливости спортсмена.

При использовании нескольких рамок установленных на льду по классическим схемам обороны и нападения тренер может измерить скорость выполнения упражнения, точность паса, возможности спортсмена принимать тактические решения при предоставленных нескольких вариантах действий. Для решения этих задач в рамку установлены светоизлучающие элементы и звукоизлучатель, для того чтобы спортсмен видел и слышал через какую рамку нужно передать шайбу в данный момент времени.

Измерение параметров движения шайбы основано на анализе сигналов, поступающих с оптических датчиков, расположенных так, чтобы шайба при проходе под рамкой в любой точке, под любым углом гарантированно входила в зону наблюдения минимум трёх датчиков. Каждый датчик оснащён линзой углом обзора 10^0 для увеличения разности уровней сигнала во время прохождения шайбы под рамкой и во время её отсутствия.

Предварительные практические измерения показали, что уровень освещённости фотоэлемента, расположенного на высоте 80мм от поверхности льда, в закрытом хоккейном стадионе, колеблется в пределах 195-205 люкс, во время прохождения шайбы через фотоэлемент освещённость падает до 140-150 люкс.

Для разработки оптимального метода математического анализа сигналов была разработана программная модель имитирующая движение шайбы через зоны наблюдения фотоэлементов. Результат моделирования сигналов поступающих с фотоэлементов и сигналы, записанные при испытаниях опытного образца тренажёра, представлены на рисунке 2.

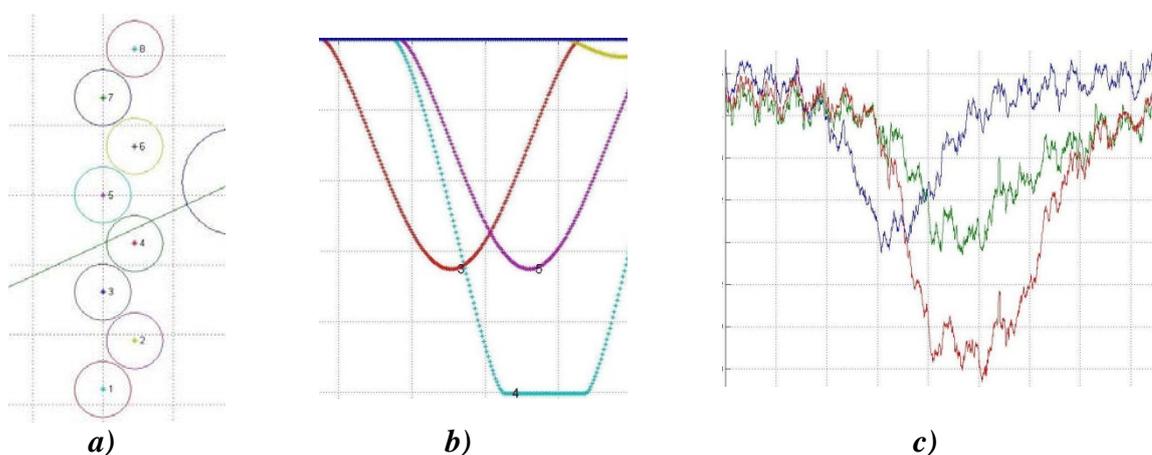


Рис.2 - а - траектория движения шайбы, б - расчётные сигналы затемнения датчиков, в - экспериментальные расчётные сигналы затемнения датчиков

Шайба движется под углом 25 градусов и входит в зону трёх датчиков.

Обработка сигналов и расчёт параметров прохождения шайбы осуществляется по следующим этапам:

- калибровка (определение зон фиксации шайбы датчиками, производится автоматически после включения тренажёра и после каждого прохода шайбы);
- расчёт среднеквадратического отклонения и математического ожидания сигналов без шайбы в каждом канале;
- фиксация существенных признаков сигналов в каждом канале;
- определение направления движения шайбы, расчёт угла прохода и скорости шайбы;
- расчёт точки пересечения траектории шайбы и корпуса рамки.

Так как диаметр зоны наблюдения фотоэлементом меньше диаметра шайбы (рисунок 2 а), сигнал принимает минимальное значение на промежуток времени, пока шайба полностью затемняет датчик рисунок 2 б). Каждый из сигналов имеет геометрический центр, который указывает момент времени, когда шайба находилась на минимально возможном расстоянии от центра датчика данного канала. Зарегистрированные моменты времени позволяют рассчитать угол прохода и скорость

шайбы. Координаты движения шайбы вычисляются по минимальному уровню сигналов, который прямо пропорционален степени сближения центров шайбы и датчика.

Если шайба движется со скоростью 100 км/ч, максимальная длительность провала напряжения составит 2,8 мс, для анализа которого достаточно 100 выборок (частота дискретизации 357 Гц). Для обеспечения 5 % погрешности определения скорости, погрешность измерения времени должна быть менее 140 мкс, что может быть обеспечено любым устройством с частотой внутреннего генератора от 8 МГц.

На печатной плате (рисунок 3) установлены фотоэлементы, сигнал с которых усиливается и фильтруется операционными усилителями. Далее сигналы поступают на последовательные АЦП, затем в ПЛИС семейства Spartan6. Полученные данные обрабатываются и передаются по Bluetooth на табло мобильные телефон или ПК тренера для набора статистики и анализа.

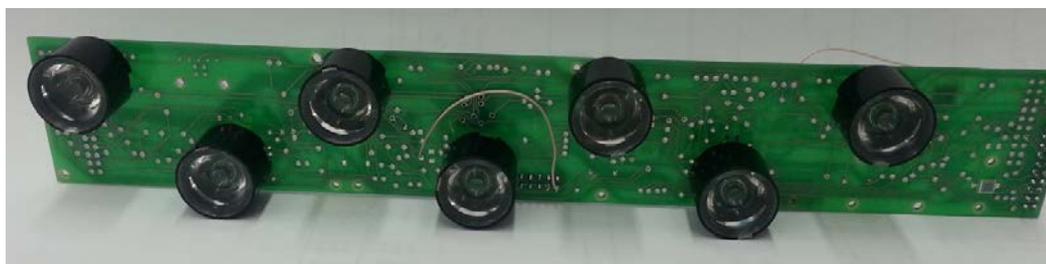


Рис.3 – Печатная плата

В зависимости от требований заказчика и назначения, устройство может быть собрано различной длины (от 30 до 90см), за счёт соединения между собой одинаковых печатных плат различных исполнений. Устройство может быть установлено на одноsegmentный тренажёр, например, такой как описан в [3].

Для увеличения времени автономной работы устройства предусмотрена схема питания либо от внутреннего АКБ, либо от фотоэлементов, которые при достаточном освещении заряжают АКБ.

Таким образом, в настоящей работе описано устройство, при проектировании которого были произведены расчёты геометрических параметров изделия, разработаны математические модели для обработки сигналов, выбраны аппаратные средства, позволяющие проводить оценку навигационных параметров движения хоккейной шайбы, которые в дальнейшем используются для измерения психических и физических возможностей спортсменов и проектирования методики тренировки.

Список литературы

1. Мудрук А.В. Точность и скорость передач в хоккее юных / Мудрук А.В., Голомазов С.В., Гераськин А.А. // Хоккей : Ежегодник. - М., 1984. - С. 25-26.
2. Патент «HOCKEY TRAINING AID» (пат. CA2290210(A1), М.Кл. А63В 69/00, опубл. 15.05.2001г.
3. Патент «HOCKEY STICK-HANDLING DEVICE WITH SENSOR AND EFFECTS» (пат. № CA2670309 (A1) (М.КлА63В 69/00, опубл. 27.12.2009)

РАЗРАБОТКА НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ НОСИМЫХ И СТАЦИОНАРНЫХ УСТРОЙСТВ ДОСТУПНОГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

Тарасов С. А., Сукнева Р.М., Саунин С.В.
научный руководитель Гарифуллин В.Ф.
Сибирский федеральный университет

В настоящее время активно развиваются сферы бизнеса, где необходимо использование программных средств для определения и мониторинга местоположения динамических объектов, например, туризм, автобизнес, курьерская доставка, работа с детьми и другие. К наиболее нуждающемуся группам потребителей можно отнести ремонтные бригады нефтегазопроводов, теплоэнерго сетей, строителей крупных объектов. В таких сферах программное обеспечение должно быть доступно широкому кругу пользования.

Актуальность проблемы подтверждается результатами анализа геолокационных сервисов в мобильной связи проведенной компанией J'son & Partners Consulting. Компания J'son & Partners Consulting представляет результаты анализа состояния развития двух инновационных сегментов в мобильной связи: геолокационных сервисов и дополненной реальности. Данное исследование включает описание этапов зарождения и развития двух инновационных рынков, которые в ближайшем будущем окажут сильное влияние на всю информационную инфраструктуру и на образ жизни потребителей. Согласно исследованиям, данный сегмент рынка мобильных приложений, является наиболее развивающимся; в период с 2012 по 2016 гг. среднегодовой прирост составит более 70%.

Мировая аудитория пользователей мобильными LBS -приложениями в 2012 году, по оценкам J'son & Partners Consulting, достигла 486 млн человек

Объем рынка мобильных LBS-приложений и сервисов демонстрирует рост в течение последних 4-х лет. Особенно быстрый рост наблюдается в сегменте доходов операторов от предоставления LBS-услуг.

По оценкам J'son & Partners Consulting, объем мирового рынка мобильных LBS-приложений и сервисов по итогам 2012 года составит \$3,75 млрд, а к 2016 году достигнет \$16,89 млрд.

Самыми популярными LBS-сервисами остаются навигационные приложения (46%). Объем рынка мобильных LBS-приложений и сервисов в России в 2012 году составил \$36,8 млн. По прогнозам J'son & Partners Consulting, к 2016 году доходы от LBS в России составят \$121,7 млн.

Так как сегодня широко распространены мобильные устройства, данная проблема решается с помощью разработки программного обеспечения, которое позволяет использовать стандартные возможности геолокации смартфонов, планшетов, «умных» часов и других устройств для получения достоверной информации о местонахождении группы людей.

Основными направлениями являются:

- определение собственного местоположения мобильного устройства;
- удобное отображения групп устройств на карте.

Принцип работы. Мобильное устройство передает свои координаты и условное имя в базу данных MySQL, размещенную в интернете. Затем другому устройству, которому известен пароль от базы данных, становятся доступны эти координаты. Коротко способ работы поясняется с помощью структурной схемы на рисунке 1.

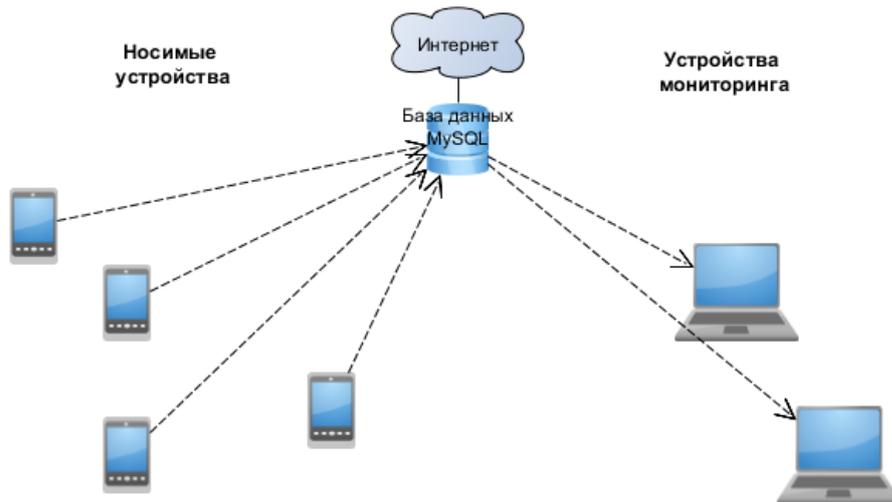


Рис.1 Структурная схема работы

После получения координат с помощью системы Google Maps на карте отрисовываются маркеры с именами, соответствующими именам устройств в базе данных.

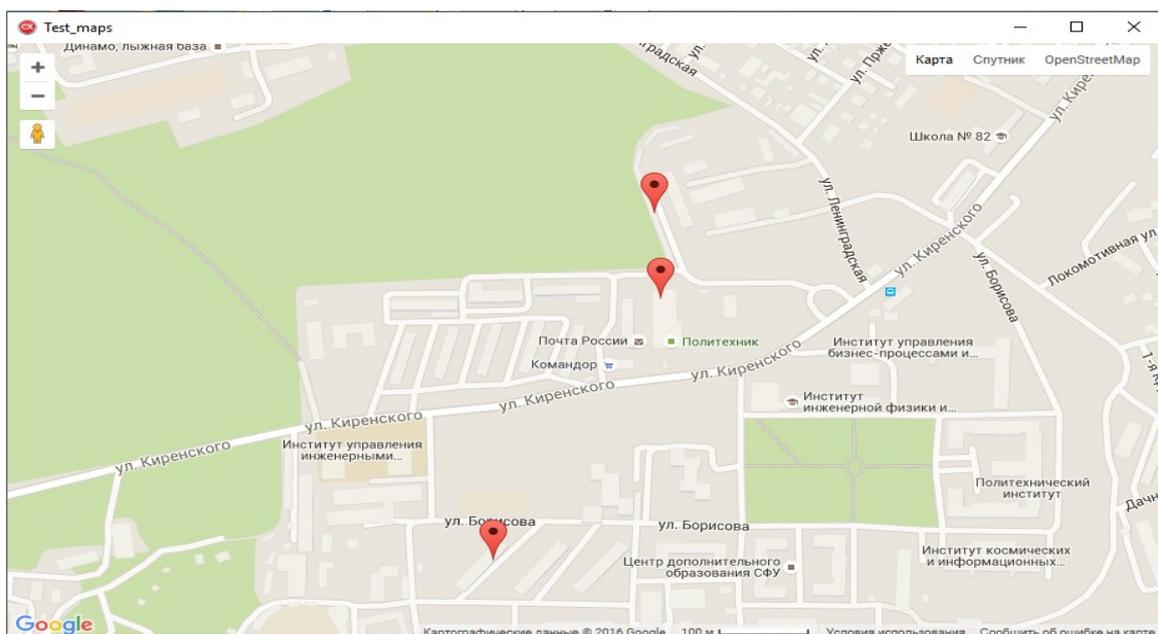


Рис.2 - Отрисовка карт на ПК

Использование сервиса Google Maps позволяет достичь точности высокого уровня и качественной отрисовки карт.

Также возможен просмотр карт в двух дополнительных режимах — «Спутник» и «OpenStreetMap», предусмотрена возможность панорамного просмотра улиц для более детального изучения местности.

Недостатком является то, что не на всех устройствах модуль геолокации работает с одинаковой точностью, поэтому возможны некоторые погрешности в работе комплекса.

Еще один недостаток — это невозможность использования приложения для версий Android меньше, чем 2.3.

Список литературы

1. Рынок дополненной реальности и геолокационных сервисов в России и мире. J'Son & Partners [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://web.json.ru/files/news/2013-05-06_LBS_MW_RU.pdf
2. Материалы науч. конф., посвященной 70-летию Великой Победы (15-25 апреля 2015 г.) Молодежь и наука. – Красноярск: Сиб.федер. ун-т, 2015/Саунин С.В., Гарифуллин В.Ф. /С. 127-129.
3. Системы связи и радионавигации: сб. тезисов / науч. ред. В. Ф. Шабанов; отв. За вып. А. Ю. Строкова. – Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2015/С. В. Саунин, В. Ф. Гарифуллин. /С. 141-144.

