

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ  
«РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ  
И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ»**

Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

## КАК ОБНАРУЖИТЬ БЛАНЕТЫ?

А.В. Клюев, А.В. Якимов

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Бланеты — гипотетический класс экзопланет, которые могут образовываться в аккреционном диске вокруг достаточно больших чёрных дыр, таких как сверхмассивные чёрные дыры в центрах галактик. В 2019 году группа астрономов и экзопланетологов показала, что вокруг сверхмассивной чёрной дыры есть безопасная зона, на орбите которой могут находиться тысячи бланет [1, 2].

Этимология самого названия “бланета” происходит от сочетания английских слов “black hole” и “planet”, т.е. чёрная дыра и планета.

Для того чтобы бланеты из класса гипотетических объектов перешли в класс реальных наблюдаемых, необходимо разработать методы их обнаружения.

К сожалению, ни один из существующих методов обнаружения экзопланет, похоже, не применим для обнаружения бланет.

Рассмотрим основные методы поиска экзопланет [3, 4] и их применимость для поиска бланет.

1. Метод Доплера — спектрометрическое измерение радиальной скорости звезды. Самый распространённый метод. Позволяет обнаружить планеты с массой не меньше нескольких масс Земли, расположенные в непосредственной близости от звезды, и планеты-гиганты с периодами обращения до примерно 10 лет. Планета, обращаясь вокруг звезды, как бы раскачивает её, см. рис. 1 (а), и мы можем наблюдать доплеровское смещение спектра звезды.

Метод позволяет определить амплитуду колебаний радиальной скорости для пары “звезда — одиночная планета”, массу планеты, период обращения, эксцентриситет и нижнюю границу значения массы экзопланеты. Этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. даже очень массивная гипотетическая бланета не сможет оказывать заметного влияния на сверхмассивную чёрную дыру.

2. Транзитный метод — метод, основанный на наблюдении уменьшения светимости звезды при прохождении планеты на её фоне, см. рис. 1 (б). Позволяет определить размеры планеты, а в сочетании с методом Доплера — плотность планеты. Даёт информацию о наличии атмосферы и её составе. Следует понимать, что этим методом можно обнаружить лишь те планеты, орбита которых лежит в одной плоскости с точкой наблюдения. Очевидно, что в “чистом” виде, этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. чёрная дыра не излучает электромагнитные волны (за исключением, быть может, излучения Хокинга [5]). Однако чёрная дыра может быть источником рентгеновского излучения (точнее взаимодействие магнитных полей с аккреционным диском вокруг чёрной дыры). В этом случае, если бланета каким-либо образом затмевает во время своего движения рентгеновский источник, который представляет собой чёрную дыру, то появляется гипотетическая возможность обнаружить бланету.

3. Метод гравитационного микролинзирования. Между наблюдаемым объектом (звездой, галактикой) и наблюдателем на Земле должна быть другая звезда, выступающая в роли линзы и фокусирующая своим гравитационным полем свет наблюдаемой звёздной системы, см. рис. 1 (в). Если у звезды-линзы есть планеты, то появляется асимметричная кривая блеска, и, возможно, отсутствие ахроматичности. У этого метода

крайне ограниченное применение. Метод чувствителен к планетам с малой массой, вплоть до земной. Однако этот метод, на первый взгляд, не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. чёрная дыра не излучает электромагнитные волны, и говорить об увеличении яркости при прохождении объекта-линзы перед фоновым объектом не приходится. Однако даже если объект-линза не виден совсем, то кратковременная вспышка вполне может наблюдаться, и по её асимметрии можно будет судить о наличии у объект-линза (чёрной дыры) бланет.

4. Астрометрический метод — метод, основанный на изменении собственного движения звезды под гравитационным воздействием планеты. С помощью астрометрии были уточнены массы некоторых экзопланет, в частности, Эпсилона Эридана b. Будущее этого метода связано с орбитальными миссиями, такими, как Space Interferometry Mission (SIM). Этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. даже очень массивная гипотетическая бланета не сможет оказывать заметного влияния на сверхмассивную чёрную дыру, см. рис. 1 (г).

5. Радионаблюдение пульсаров. Если вокруг пульсара вращаются планеты, то излучаемый пульсаром сигнал имеет осциллирующий характер, см. рис. 1 (д). Мощные направленные пучки излучения пульсара образуют в пространстве конические поверхности. Если на такой поверхности окажется Земля, тогда возможно зарегистрировать данное излучение. К настоящему времени у двух пульсаров найдено пять планет (3+2). Очевидно, метод пригоден только для планет, вращающихся вокруг пульсара или магнитара (разновидность быстро вращающейся нейтронной звезды с экстремально сильным магнитным полем), который также излучает узкие направленные пучки, включая, как предполагается, некоторые экзотические частицы [6], аналоги которых были ранее обнаружены в определённых типах твёрдых тел [7-11]. Для обнаружения бланет, возможно этот метод может быть полезен, только если пульсар образует двойную систему с черной дырой. Но если чёрная дыра является сверхмассивной, то влияние партнера будет пренебрежимо мало, и орбиты бланет будут определяться чёрной дырой.

6. Метод прямого наблюдения — метод получения прямых изображений экзопланет посредством изолирования экзопланет от света их звезды, см. рис. 1 (е). С помощью метода получено изображение четырёх планет системы HR 8799. Так как метод даёт наилучшие результаты для планет, удалённых от своей звезды на  $\sim 10$ — $100$  а.е. и горячих из-за тепла, оставшегося после их образования, метод применяется для поиска планет около молодых звёзд.

Космический телескоп имени Джеймса Уэбба, благодаря огромному зеркалу (диаметром 6,5 м) и высокой разрешающей способности, способен напрямую обнаруживать экзопланеты, а также подробно изучать состав их атмосфер.

Очевидно, этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. расстояния до сверхмассивных чёрных дыр велики, и прямые наблюдения недоступны для современной техники.

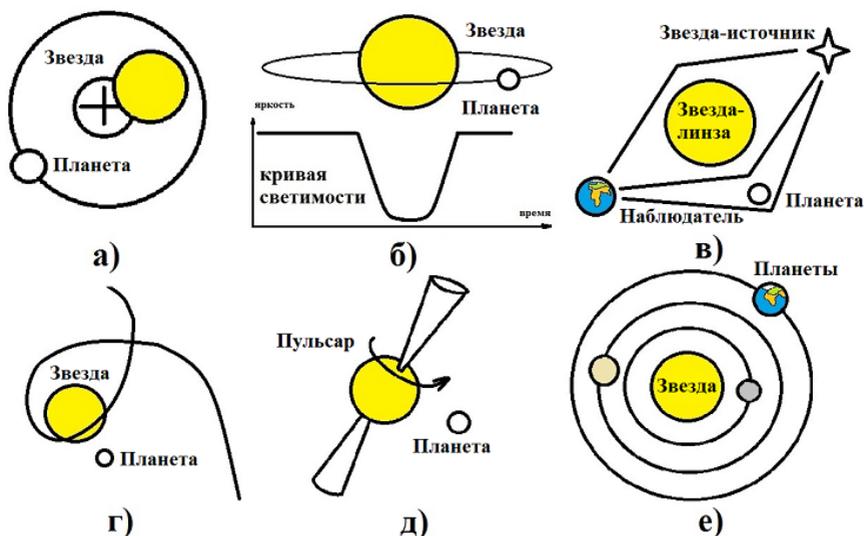


Рис. 1

Таким образом, из проведённого анализа видно, что хоть какую-то надежду обнаружить бланеты, с некоторыми оговорками, дают метод гравитационного микролинзирования и транзитный метод радионаблюдения в рентгеновском диапазоне, в том числе двойных систем чёрных дыр и звёзд-компаньонов, см. рис. 2.

Если у чёрной дыры есть спутник, например звезда, то в такой парной системе чёрная дыра может притянуть к себе вещество своего спутника, и образовать аккреционный диск — яркий, наблюдаемый источник рентгеновского излучения. При этом некоторые экзопланеты могут находиться на почти полярной орбите. Таким образом, предполагая, что могут быть планеты, движущиеся под определённым углом к плоскости орбиты двойной системы, получим ситуацию, когда орбита планеты может пересекать мощные пучки рентгеновского излучения, и, двигаясь по такой орбите, планета может затмевать собой рентгеновский источник, см. рис. 2. Здесь показана планета, вращающаяся вокруг центра масс рентгеновской двойной звезды (чёрной дыры и компаньона).

Следует отметить, что в сентябре 2020 года было объявлено об обнаружении в галактике Водоворот кандидата в экзопланеты M51-ULS-1 b, вращающегося вокруг массивной рентгеновской двойной звезды M51-ULS-1.

Планета была обнаружена затмениями рентгеновского источника (XRS), который состоит из звёздного остатка (нейтронной звезды или чёрной дыры) и массивной звезды, вероятно, сверхгиганта В-типа [12].

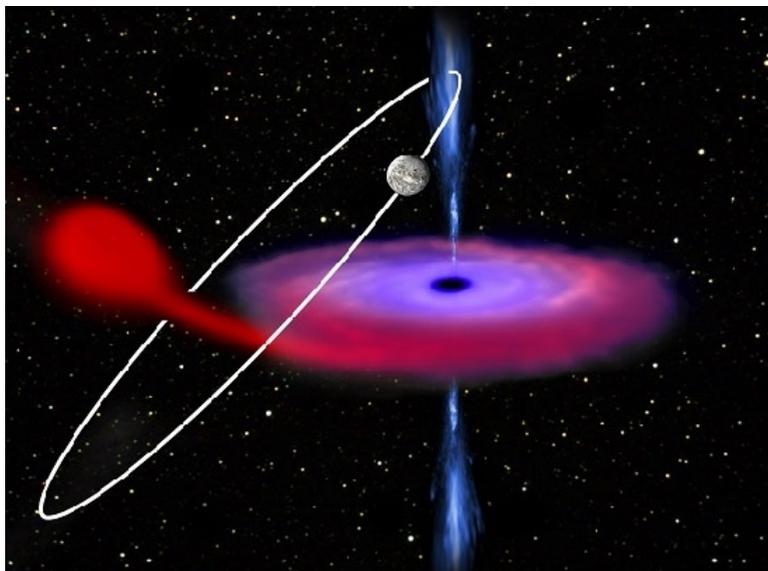


Рис. 2

Планета была бы немного меньше Сатурна и вращалась бы на расстоянии нескольких десятков а.е. от центра масс рентгеновской двойной звезды.

- [1] Wada K., Tsukamoto Y., Kokubo E. // *The Astrophysical Journal*. 2019. Vol. 886, no. 2. P. 107.
- [2] Wada K., Tsukamoto Y., Kokubo E. // *The Astrophysical Journal*. 2021. Vol. 900, no. 1, P. 96.
- [3] Wright J.T., Gaudi B.S. // arXiv:1210.2471. 2012.
- [4] Fischer D.A., Howard A.W., Laughlin G.P., Macintosh B. // arXiv:1505.06869. 2015.
- [5] Hawking S.W. // *Nature*. 1974. Vol. 248, no. 5443. P. 30.
- [6] Klyuev A.V. // *Phys. Rev. D*. 2024. Vol. 110, no. 2. P. 023011.
- [7] Рыжкин И.А. // *ЖЭТФ*. 2005. Т. 128, вып. 3. С. 559.
- [8] Castelnovo C., Moessner R., Sondhi S.L. // *Nature*. 2008. Vol. 451, no. 1. P. 42.
- [9] Klyuev A.V., Ryzhkin M.I., Yakimov A.V. // *Fluct. Noise Lett.* 2017. Vol. 16, no. 4. Article ID 1750035, 8 pages.
- [10] Dusad R., Kirschner F. K. K., Hoke J. C., Roberts B., Eyal A., Flicker F., Luke G.M., Blundell S.J., Davis J.C.S. // *Nature*. 2019. Vol. 571, no. 7764. P. 234.
- [11] Klyuev A.V., Ryzhkin M.I., Yakimov A.V., Spagnolo B. // *J. Stat. Mech.: Theory Exp.* 2019. P. 094005.
- [12] Di Stefano R., Berndtsson J., Urquhart R., Soria R., Kashyap V.L. // *Nature Astronomy*. 2021. Vol. 5. P. 1297.

## МЕТОД ПОИСКОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МАЛОРАЗРЯДНЫХ ЦИФРОВЫХ КИХ-ФИЛЬТРОВ

А.С. Рязанова

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Рассматриваются вопросы разработки поискового метода проектирования мало-разрядных линейных цифровых фильтров на основе концепций математического нелинейного и динамического программирования с учетом возможностей реализации фильтров на цифровых платформах с целочисленной арифметикой вычислений. Предложен алгоритм динамического квантования коэффициентов нормализованного цифрового фильтра с постановкой задачи оптимизации на дискретном множестве коэффициентов с заданной разрядностью их представления. Приводится структура двухуровневого поискового метода синтеза малоразрядных высокоскоростных цифровых фильтров на основе концепций нелинейного программирования на верхнем уровне и динамического программирования на уровне нижнем.

### *Введение*

Цифровой КИХ-фильтр в своем каноническом представлении является дискретной системой, для которой соотношение между входной  $x_n$  и выходной  $y_n$  временными последовательностями определяется уравнением линейной свертки

$$y_n = \sum_{k=0}^N h_k x_{n-k}, \quad (1)$$

где постоянные коэффициенты  $h_k$  являются отсчётами импульсной характеристики фильтра. Входное окно фильтра составляет  $N+1$  отсчётов, при этом значение  $N$  определяет порядок КИХ-фильтра. Его передаточная функция имеет вид

$$H(z) = \sum_{k=0}^N h_k z^{-k}, \quad (2)$$

а частотная характеристика представляет собой тригонометрический полином:

$$H(\omega) = H(\omega e^{j\omega T}) = \sum_{k=0}^N h_k e^{-jk\omega T} = |H(\omega)| e^{j\varphi(\omega T)}. \quad (3)$$

Совокупное качество КИХ-фильтра определяется как его селективной способностью, так и быстродействием, при этом под селективной способностью понимают возможность удовлетворения совокупности требуемых характеристик фильтра в частотной области, а вычислительные затраты определяет арифметика вычислений и длина слова коэффициентов (разрядность) цифрового КИХ-фильтра.

Вопросы квантования при аналитическом расчёте КИХ-фильтра хорошо изучены, но в целом можно отметить, что при высоком порядке фильтра ( $N > 100$ ) существенные трудности в плане выполнения заданных спецификаций возникают уже при квантовании вещественных данных до 8–10 бит.

Однако возможность прямого синтеза цифровых КИХ-фильтров непосредственно в целочисленном пространстве параметров может быть предоставлена методологией целочисленного нелинейного программирования (ЦНП), общее описание которой приведено в работах [1 - 4]. Естественно, целочисленные операции на любой цифровой платформе выполняются значительно быстрее, чем операции вещественных вычислений. Идеология ЦНП позволяет эффективно проектировать целочисленные фильтры с заданной разрядностью представления данных и максимальном выполнении требований к совокупности частотных характеристик фильтра при произвольной форме их задания.

**Алгоритм динамического квантования**

Рассмотрим алгоритм динамического квантования на примере квантования коэффициентов нормализованного КИХ-фильтра, состоящего из каскадного соединения  $m$ -звеньев второго порядка ( $m=N/2$ , где  $N$  - порядок фильтра), с передаточной функцией [5]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i}} \tag{5}$$

Из соотношения (5) легко получается разностное уравнение для одного целочисленного звена:

$$y_n = \frac{b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2}}{a_0} \tag{6}$$

где  $x_n, y_n$  – входная и выходная целочисленные временные последовательности,  $a_0$  – нормирующий множитель power-of-two для каждого звена фильтра:

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = 0, W_k - 1 \quad i = 1, m, \tag{7}$$

где  $W_k$  – длина битового слова целочисленных коэффициентов, включая знак.

На первом, стартовом этапе неквантованные коэффициенты  $n$ -мерного вещественного пространства  $X \in E^n$  сначала квантуются целочисленным кодом (1) со стартовой высокой разрядностью  $R_{max}$  (блоки 1 –3), формируя тем самым дискретное целочисленное решение на квантованном множестве коэффициентов  $IX \in I_R^n$  с соответствующей функциональной ошибкой квантования (4). Затем на этом дискретном множестве ставится задача оптимизации дискретных коэффициентов данной разрядности по общей для всех этапов динамического квантования целевой функции (4), как задачи целочисленного нелинейного программирования



Рис. 1

(блок 4), которая для каскадного КИХ-фильтра с передаточной функцией (5) записывается так:

$$F^0(\mathbf{IX}^0) = \min F(\mathbf{IX}) \quad \mathbf{IX} \in I^{4m} \quad (8)$$

$$-2^{W_{k-1}} < b_{di} < 2^{W_{k-1}} \quad d = \overline{0, 2} \quad i = \overline{1, m} \quad (9)$$

$$a_{0i} \in \{2^q\} \quad q = \overline{0, W_k - 1} \quad i = \overline{1, m} \quad (10)$$

$$K_i^{\min} \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq K_i^{\max} \quad i = \overline{1, m} \quad (11)$$

где  $m$  – число звеньев второго порядка,  $d$  – индекс коэффициента передаточной функции звена (5),  $\mathbf{IX}$  – вектор многомерного целочисленного пространства параметров,  $F(\mathbf{IX})$  – целевая функция,  $K_i^{\min}$ ,  $K_i^{\max}$  – допустимые границы изменения коэффициента усиления  $i$ -го звена фильтра.

Экстремальная задача синтеза (8) записана относительно целочисленного пространства  $I^{3m}$  параметров (коэффициентов фильтра), размерностью  $3m$ . Ограничения (9) задают границы изменения этих целочисленных коэффициентов, а соотношение (10) определяет принадлежность нормирующих коэффициентов  $a_{0i}$  биномиальному ряду power-of-two. Ограничения (11) масштабируют коэффициенты передачи звеньев в заданный интервал и в алгоритме минимизации реализуются применением штрафных функций.

### *Двухуровневый метод поискового проектирования малоразрядных фильтров*

Как видно, приведённый выше алгоритм динамического квантования выполняется только на втором уровне разработанного метода поискового синтеза цифровых фильтров минимальной разрядности. Вначале же необходимо получить неквантованное идеальное решение в вещественном непрерывном пространстве  $X^0 \in E^n$  без учёта факторов практической его реализации, что и является основной задачей естественного верхнего уровня общей структуры (рис. 2) поискового метода проектирования малоразрядных фильтров. Две принципиальные задачи решаются на верхнем уровне проектирования:

- 1) отделения зоны глобального экстремума полимодалной целевой функции;
- 2) уточнение координат глобального экстремума с необходимой точностью.

В непрерывном вещественном пространстве идеальное решение, как известно, получено с бесконечной точностью и, следовательно, практически не может быть реализовано. Для решения экстремальной задачи верхнего уровня наиболее эффективно использовать симплексный алгоритм глобальной минимизации полимодалной целевой функции в непрерывном  $n$ -мерном пространстве [6]. На втором уровне для численного решения экстремальной задачи динамического квантования в квантованном параметрическом пространстве используется итеративный алгоритм направленного сканирования на детерминированной сетке.

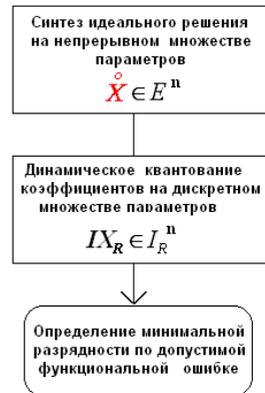


Рис. 2

### **Выводы**

Применением квантования в концепции динамического программирования, как процесса пошагового квантования коэффициентов с их дискретной оптимизацией на каждом шаге, позволяет существенно уменьшить функциональную ошибку реализации требуемых характеристик малоразрядного цифрового фильтра в сравнении с классическим статистическим квантованием.

Современные алгоритмы глобальной минимизации как в непрерывном вещественном, так и в дискретном целочисленном пространстве параметров с заданной разрядностью их представления позволяют решать такую задачу надёжно и эффективно, что даёт возможность существенно повысить качество высокоскоростных малоразрядных цифровых фильтров.

- [1] Бугров В.Н. // Вестник ННГУ. 2009. № 6. С. 61.
- [2] Шкелев Е.И., Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. // Компоненты и технологии. 2013. № 10. С. 104.
- [3] Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. // 17-ая международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2915», Тезисы докладов. – М.: НТО РЭС им. А.С. Попова, 2015. С. 200.
- [4] Бугров В.Н. // Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 35.
- [5] Бердышева А.С., Бугров В.Н. // В кн.: Тр. XXVI научной конференции по радиофизике. 12 мая 2022 г. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2022. С. 72.
- [6] Бугров В.Н., Морозов Н.С., Гусева Ю.С. Поисковые методы решения задач нелинейного программирования. Практикум. – Н. Новгород: Нижегородский ун-т, 2024, 21 с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ РАССЕИВАЮЩИХ СВОЙСТВ МАСШТАБНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ МАКЕТОВ

П.К. Бурдаков, С.А. Козлов

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Современные радиолокационные системы требуют тщательной экспериментальной обработки перед началом их реальной эксплуатации. Однако натурные испытания зачастую связаны с высокими затратами, техническими сложностями и ограниченной повторяемостью экспериментов. В этой связи методы **масштабного моделирования радиолокационных систем (РЛС)** в лабораторных условиях имеют высокую актуальность, позволяя исследовать различные электродинамические характеристики объектов (в частности, их рассеивающие свойства), обрабатывать алгоритмы обработки сигналов и оптимизировать параметры антенных систем с высокой точностью и контролируемыми условиями.

В данной статье рассматриваются **метод и результаты лабораторного моделирования рассеивающих свойств масштабных моделей радиолокационных объектов**. Также внимание уделяется верификации полученных экспериментальных данных путём сопоставления результатов с численными расчётами, выполненными методом геометрической оптики.

### *Физический принцип и расчётные соотношения масштабного моделирования в радиолокации*

Метод масштабного моделирования базируется на **принципах электродинамического подобия**, которые устанавливают соотношения между параметрами модели и реального объекта. Ключевым является сохранение безразмерных параметров задачи [1]. Основное условие подобия представляется в виде соотношения [2]:

$$\frac{L_0}{\lambda_0} = \frac{L_m}{\lambda_m}, \quad (1)$$

где  $L_0$  — характерный размер объекта,  $\lambda_0$  — длина волны излучения реальной РЛС,  $L_m$  — характерный размер масштабной модели,  $\lambda_m$  — длина волны излучения лабораторной установки. При уменьшении геометрических размеров в  $N$  раз частота должна быть увеличена в  $N$  раз. Из-за того, что фронт волны, облучающей реальную цель в условиях открытых радиолокационных полигонов, не соответствует плоскому, необходимо также учитывать отклонение фазы падающей волны на краях модели. Обычно оно принимается равным  $\pi/8$ , откуда следует, что радиолокационные измерения наиболее корректно проводить на расстояниях от РЛС или моделирующей установки до макета, превышающих  $\frac{2l}{\lambda}$ , где  $l$  — наибольший поперечный размер макета, а  $\lambda$  — рабочая длина волны.

### *Описание используемой лабораторной установки*

Используемая лабораторная установка представляет собой информационно-измерительную систему масштабного и натурального моделирования радиолокационной станции обнаружения целей [3]. В качестве источников сигналов применены резонансные

пьезоакустические ультразвуковые излучатели с центральной частотой около 40 кГц. В качестве зондирующего сигнала использовался простой радиоимпульс с длительностью 1 мс. Модели радиолокационных целей были выполнены из отражающего ультразвук материала (пластика): квадратные пластины (см. рис. 1), шары разных размеров (см. рис. 3), уголкового отражатели, аэродинамические цели (масштабные модели истребителя F-16 и бомбардировщика Ту-160). Макеты устанавливались на подвижной платформе.

### Результаты проведённых исследований

#### 1) Малая пластина ( $L = 5$ см) и большая пластина ( $L = 10$ см):

На графиках ЭПР малой пластины основные максимумы вторичного излучения наблюдались при углах  $358^\circ/1^\circ$  и  $179^\circ/182^\circ$  (см. рис. 2, синяя линия), что соответствует почти перпендикулярному зондированию. Минимумы при  $0^\circ$  и  $180^\circ$  связаны с деструктивной интерференцией, падающей и отражённой волн: в первом случае интенсивность вторичного излучения снижалась почти до нуля ( $\sim 88\%$ ), во втором — на  $\sim 12\%$  по сравнению с соседними максимумами. Также были выявлены различия в отражении от разных сторон пластины: более «гладкая» сторона давала меньшую ЭПР вблизи максимума (в пределах  $30^\circ$ ), чем «шероховатая».



Рис. 1

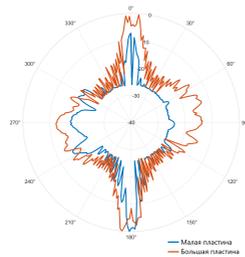


Рис. 2

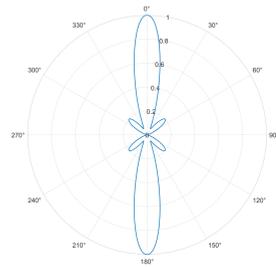


Рис. 3

Для большой пластины основные максимумы вторичного излучения наблюдались при схожих углах и так же наблюдались «провалы» из-за деструктивной интерференции. Большее количество «блестящих точек» на поверхности большой пластины привело к усреднению отражения от «шероховатой» и «гладкой» сторон – разница в максимумах оказалась незначительной (см. рис. 2, оранжевая линия). Здесь и во всех следующих случаях заметен постоянный и изотропный уровень отражений от металлического штывя, на котором размещались модели.

#### 2) Малый шар ( $R = 2$ см), средний шар ( $R = 3$ см) и большой шар ( $R = 5$ см):

В идеальных условиях данные объекты представляют собой изотропные источники. Однако, на практике это оказалось строго истинным только при малых размерах исследуемого объекта: для малого шара картину вторичного излучения можно назвать изотропной (см. рис. 5, синяя линия) — отклонения значений нормированной ЭПР от максимума в среднем составили 0,5 дБ. Для шаров более крупных размеров ситуация схожая (см. рис. 5, красная и оранжевая линия).



Рис. 4

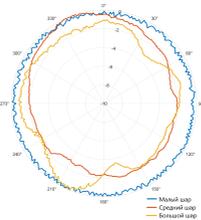


Рис. 5

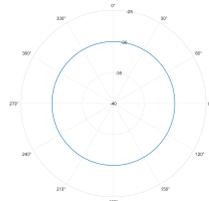


Рис. 6

### 3) Малый уголкоый отражатель ( $L = 6,5$ см) и большой уголкоый отражатель ( $L = 13,5$ см):

Полученные в ходе эксперимента диаграмму обратного вторичного излучения (ДОВИ) малого уголкового отражателя можно условно разделить на 3 зоны (см. рис. 8, синяя линия): симметричную зону фронтального зондирования ( $310^\circ$ - $50^\circ$ ), где наблюдались основные максимумы ЭПР, зоны отражения на рёбрах ( $90^\circ$ - $110^\circ$ ;  $170^\circ$ - $190^\circ$ ;  $260^\circ$ - $280^\circ$ ), где рост ЭПР связан с попаданием падающей волны на край отражателя и её последующим переотражением, а также зоны рассеяния с пониженным уровнем вторичного излучения. ДОВИ большого уголкового отражателя с качественной точки зрения оказалась схожей с ДОВИ малого уголкового отражателя с теми же зонами (см. рис. 8, оранжевая линия).

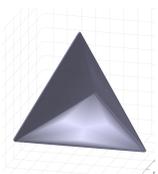


Рис. 7

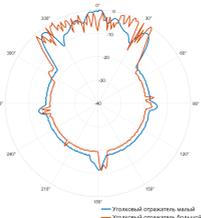


Рис. 8

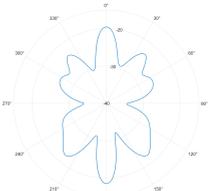


Рис. 9

### 4) Масштабные модели истребителя F-16 (масштаб 1:72) и бомбардировщика Ту-160 (масштаб 1:144):

Экспериментальные ДОВИ модели F-16 (см. рис. 11) можно разделить на несколько условных зон (по аналогии с уголковыми отражателями): зону фронтального зондирования ( $350^\circ$ - $15^\circ$ ) с наиболее интенсивным отражением, зоны отражения от крыльев с большой «изрезанностью» ( $70^\circ$ - $110^\circ$  и  $245^\circ$ - $295^\circ$ ), зону тылового зондирования, сходную с фронтальной ( $170^\circ$ - $220^\circ$ ) и зоны рассеяния. Относительная простота полученной картины свидетельствует об близости длины излучаемой волны и характерных размеров сложной цели.

Для модели Ту-160 (см. рис. 14) ситуация становится ещё более явной: при уменьшении масштаба исследуемой модели итоговая «реальная» длина волны установки становится столь велика, что модель фактически становится изотропным источником с двумя зонами отражения. Полученные результаты ясно свидетельствуют об ограниченности исследуемого метода, требующего контроля за масштабом исследуемых целей.



Рис. 10

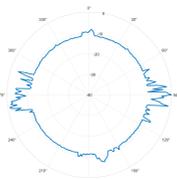


Рис. 11

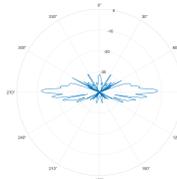


Рис. 12



Рис. 13

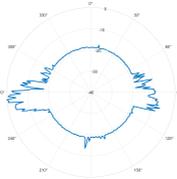


Рис. 14

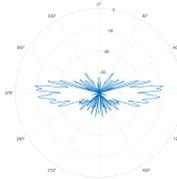


Рис. 15

### ***Математическое моделирование ЭПР радиолокационных макетов***

Чтобы верифицировать результаты проведённых экспериментов были произведены расчёты зависимости величины ЭПР от направления зондирования для всех упомянутых выше макетов. Для этого применялся метод геометрической оптики, все вычисления проводились в пакете MATLAB для той же частоты и скорости распространения волны. Трёхмерные модели целей, необходимые для выполнения расчётов, были созданы средствами полигонального моделирования в соответствии с размерами реальных макетов. Полученные диаграммы для каждого типа радиолокационных целей представлены на рис. 3, 6, 9, 12 и 15 соответственно.

### ***Выводы***

Сравнение экспериментальных и расчётных диаграмм показывает, что на реальной установке на радиолокационную картину значительное влияние оказывают фоновый шум от металлического штыря и прочие факторы, которые в совокупности с мелким масштабом некоторых макетов способен «превратить» особенно сложные по своей структуре цели в практически изотропные источники вторичного излучения. Однако с учётом всех недостатков и особенностей данный метод можно считать вполне пригодным для качественного анализа ЭПР различных объектов в рамках учебного процесса при изучении основ радиолокации.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] King R.W.P. // Fundamental Electromagnetic Theory. 1963. P. 215.
- [2] Справочник по радиолокации: в 4-х т. // под ред. М. Сколника. – М.: Сов. радио, 1976-1979. Т. 1. С. 360.
- [3] Методическое обеспечение комплекта учебно-лабораторного оборудования для изучения основ радиолокации // ООО «ЭнергияЛаб». Воронеж. 2022. С. 3.

## ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕЙ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ СПЕКТРОВ ПОГЛОЩЕНИЯ

Е.А. Скороходов<sup>1)</sup>, М.Б. Черняева<sup>1,2)</sup>, А.А. Яблоков<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского

<sup>2)</sup> ИФМ РАН

Анализ многокомпонентных газовых смесей методом спектроскопии требует точного выявления линий поглощения, отражающих молекулярный состав смеси. Такие методы находят применение в аналитической химии, астрофизике, а также в таких приложениях, как медицина (поиск биомаркеров для диагностики заболеваний, например, по составу выдыхаемого воздуха [1]), в мониторинге технологических процессов, а также в экологическом контроле. Использование спектрометров, работающих в микроволновом и терагерцевом диапазоне с фазовой манипуляцией воздействующего на газ излучения, позволяет регистрировать переходные процессы, проявляющиеся при взаимодействии излучения с веществом, находящимся в газовой фазе [2, 3]. В результате измерений формируются временные отклики, несущие информацию о взаимодействии излучения с молекулами вещества. Однако эти данные часто сопровождаются шумами, артефактами, интерференционными искажениями, что усложняет их интерпретацию.

Ручной анализ таких сигналов представляет собой трудоёмкий и трудозатратный процесс, особенно при обработке больших массивов спектров. Он требует высокого уровня квалификации эксперта. Это определяет необходимость разработки автоматизированных подходов, способных не только упростить обработку, но и повысить надёжность распознавания полезных сигналов.

Целью данной работы являлась разработка и реализация программного обеспечения, использующего нейронную сеть для автоматического определения линий поглощения в спектрах.

На рис. 1 представлен пример данных, полученных со спектрометра. Для наглядности был выбран небольшой фрагмент спектра, содержащий два набора данных эксперимента: без вещества (запись вакуумированной ячейки) и с исследуемым веществом (запись сигнала, прошедшего через ячейку, содержащую диметилсульфоксид). Сравнительный анализ спектров позволяет визуально подчеркнуть их различия и выделить область, ограниченную красной рамкой: кривая внутри неё соответствует линии поглощения, возникающей при взаимодействии электромагнитного излучения с молекулами вещества.

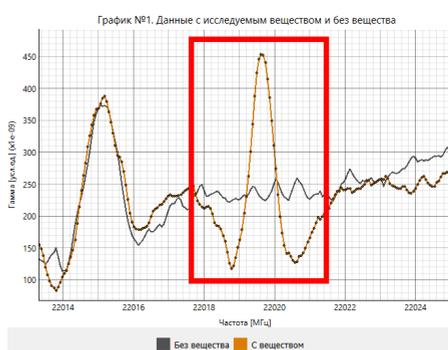


Рис. 1

Основным методом детектирования представленных линий поглощения мы выбрали нейронные сети, выполняющие бинарную классификацию отдельных сегментов спектра, с целью определения наличия или отсутствия линии поглощения.

Для корректной работы модели спектральные данные проходят предварительную обработку. При необходимости выполняется сглаживание сигнала методом Савицкого–Голея, эффективно подавляющим высокочастотные шумы без искажения формы пиков. Далее применяется интерполяция по частоте, поскольку шаг между точками может быть неравномерным, а сама нейросеть не использует частотные значения — таким образом формируется равномерная частотная сетка. Завершающим этапом является сегментация: сигнал разбивается на пересекающиеся фрагменты фиксированной длины (61 отсчёт) с шагом в одну точку. Каждый сегмент представляет собой отдельный входной пример, подаваемый в нейронную сеть, что позволяет производить детектирование на локальной области с поглощением.

Отличительной особенностью предложенного подхода является обучение нейронной сети на искусственно сгенерированных данных, которые имитируют реальные спектры. Для этого была реализована модель генерации сигналов, включающая несколько компонентов: огибающая формировалась в виде суммы синусоид с различными амплитудами, частотами и фазами; линии поглощения описывались функцией второй производной от функции Лоренца, описывающей форму линии поглощения, с отрицательным знаком, которая схожа по виду с реальными спектральными кривыми; дополнительно к сигналу добавлялся гауссов шум. Такой подход позволил быстро сформировать большой обучающий набор, содержащий как положительные, так и отрицательные примеры, без необходимости ручной разметки спектров.

Нейросетевая модель реализована на базе многослойного перцептрона (MLP) [4] с использованием библиотеки `scikit-learn` [5]. Архитектура сети включает три скрытых слоя с 128, 64 и 32 нейронами соответственно и один выходной нейрон, возвращающий значение 0 (нет линии) или 1 (есть линия). Для обучения использовались сбалансированные выборки: равное количество сегментов, содержащих линии поглощения и не содержащих их. В качестве функции активации применялась `ReLU`, оптимизация производилась с использованием алгоритма `Adam`. Модель показала устойчивую сходимость и достигла точности 100% на тестовой выборке при обучении на синтетических данных.

При переносе модели на реальные спектры было отмечено влияние шумов, а также некорректной амплитудной шкалы, что потребовало дополнительной нормализации. Для этого применялись два подхода: нормализация сегментов к единичной энергии и масштабирование значений по оси гаммы к диапазону от  $-1$  до  $1$ . Кроме того, была реализована процедура фильтрации ложных срабатываний с использованием контрольного спектра без вещества. Сравнивались спектры «с веществом» и «без вещества», и принимались в расчёт только те отклики, амплитуда которых превышала пятикратную ширину шумовой дорожки.

Разработанное программное обеспечение (рис. 2) включает интерфейс для загрузки спектров, запуска классификации (кнопка “Вычислить”), отображения результатов (график по центру и таблица справа) и ручной корректировки. Пользователю предоставляется возможность выбирать диапазон анализа, задавать параметры фильтрации, сохранять таблицу с центральными частотами и значениями коэффициентов поглощения в файл. Программа поддерживает как одиночные спектры, так и пары (с веществом и без вещества), и может быть использована для пакетной обработки.

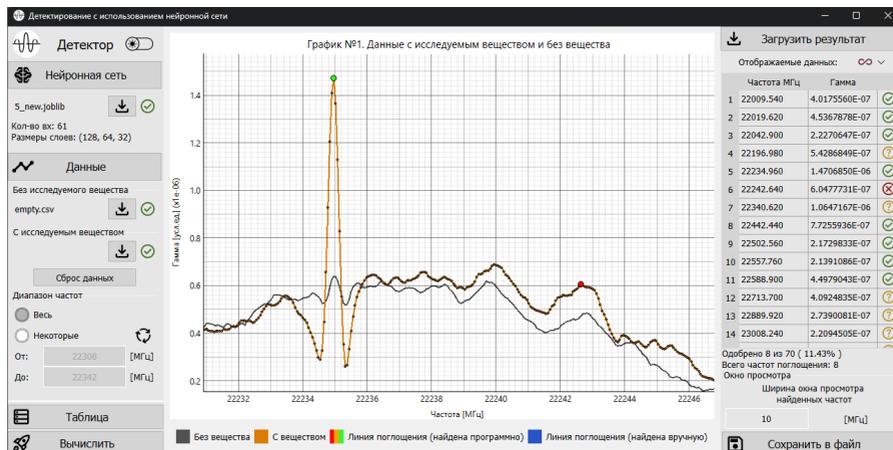


Рис. 2

В дополнение к нейросетевому алгоритму были реализованы и протестированы альтернативные методы детектирования: метод абсолютной разницы между спектрами и метод корреляционной функции. Результаты сравнения методов детектирования на участке с 40000 точек, из которых 51 точка является центром линий поглощения, демонстрируют следующее: метод на основе разницы данных с веществом и без вещества нашел 6303 точек, из которых 48 правильных (при оптимальных параметрах, метод находит 55 точек, из которых 33 правильные); метод на основе корреляционной функции нашел 89 точек, из которых 44 правильные; метод на основе нейронной сети нашел 66 точек, из которых 49 правильные. Стоит отметить, что нейросетевая модель успешно работает на разнообразных синтетических и экспериментальных данных. Решение может быть масштабировано на другие диапазоны электромагнитного спектра и применено к спектрам с иной физической природой.

Подход с использованием нейронной сети демонстрирует высокую точность и гибкость при работе с разнородными данными. Он может быть масштабирован на другие частотные диапазоны и другие типы сигналов. Дальнейшее развитие работы предполагает использование сверточных нейронных сетей, а также реализацию систем активного обучения, где сеть дообучается по мере накопления реальных экспериментальных данных.

Предложенный в работе метод автоматического детектирования линий поглощения с применением нейросетей и синтетической генерации обучающих данных демонстрирует практическую применимость, сокращает время анализа и может быть полезен в широком спектре научных и прикладных задач.

[1] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Собакинская Е.А., Черняева М.Б. // Успехи физических наук. 2014. Т. 184, № 7. С. 739.

- [2] Вакс В.Л., Анфертьев В.А., Балакирев В.Ю., Басов С.А., Домрачева Е.Г., Иллюк А.В., Куприянов П.В., Приползин С.И., Черняева М.Б. // Успехи физических наук. 2020. Т. 190. С. 765.
- [3] Brailovsky A.B., Khodos V.V., Vaks V.L. // Int. J. Infrared Millim. Waves. 1999. Vol. 20, no. 5. P. 785.
- [4] [https://scikit-learn.ru/stable/modules/neural\\_networks\\_supervised.html#id3](https://scikit-learn.ru/stable/modules/neural_networks_supervised.html#id3)
- [5] <https://scikit-learn.org>
- [6] Кройц М.А., Морозов О.А. Методы фильтрации и линейного предсказания в цифровой обработке сигналов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2020. С. 26.
- [7] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Черняева М.Б., Приползин С.И., Ревин Л.С., Третьяков И.В., Анфертьев В.А., Яблоков А.А., Лукьяненко И.А., Шейков Ю.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2017. Т. 60, № 9. С. 839.
- [8] Овчинников П.Е. Применение искусственных нейронных сетей для обработки сигналов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2012. С. 32.

## О МЕТОДИКЕ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТ ТГц ДИАПАЗОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЗОНАТОРА ФАБРИ-ПЕРО

К.Ю. Седов<sup>1)</sup>, В.А. Анфертьев<sup>1,2)</sup>, М.Б. Черняева<sup>1,2)</sup>

<sup>1)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского

<sup>2)</sup> ИФМ РАН

### **Введение**

Для реализации методов прецизионной спектроскопии в ТГц-диапазон необходимы, прежде всего, источники излучения с определенными характеристиками: мощность излучения, генерация на одной частоте, узкая диаграмма направленности. Кроме того, нужны высокочувствительные детекторы ТГц-излучения с хорошим быстродействием.

К перспективным для спектроскопии источникам излучения ТГц диапазона относятся квантовые каскадные лазеры (ККЛ). Для создания перестраиваемых источников излучения ТГц диапазона, в том числе на основе квантовых каскадных лазеров (ККЛ) терагерцового (ТГц) диапазона, необходимо знание частоты генерации ККЛ, его модового состава и диапазона перестройки основных мод.

Целью работы являлось изучение подходов к измерениям характеристик ККЛ ТГц диапазона, в частности частоты и ее перестройки.

### **Приборы и методы**

ККЛ представляют собой униполярные полупроводниковые лазеры, основанные на межподзонных переходах в гетероструктурах. В ККЛ используется только один тип носителей заряда (униполярный лазер) — электроны. Испускаемые ККЛ фотоны появляются в результате квантовых переходов электрона между энергетическими уровнями подзоны зоны проводимости полупроводниковой структуры. ККЛ представляет собой помещенную в волновод многослойную гетероструктуру, попеременно пропускается электрический ток, т. е. перпендикулярно слоям. Структура состоит из чередующихся активных областей, в которых происходит излучение фотонов, и инжекционных областей, через которые носители резонансно туннелируют до следующей активной области. Преодолевая каждый каскад, электрон испускает фотон. За проход через ККЛ один электрон испускает множество фотонов одной частоты. Чем больше каскадов в ККЛ, тем больше фотонов испускает один электрон за проход. Увеличение числа каскадов должно приводить к росту выходной мощности прибора и снижению порогового тока генерации. В ТГц диапазоне ККЛ работают при криогенных температурах, поэтому образец ККЛ размещается в криостате. [1,2]

В данной работе использовался образец ККЛ, разработанный и созданный в Университете Монпелье (Франция), группой профессора А. Баранова [3]. Это ККЛ с частотой генерации вблизи 3.78 ТГц, со GaAs/AlGaAs гетероструктурой с резонансно-фонным дизайном на основе 3х квантовых ям. Поверхностно-плазмонный волновод лазера, сформирован вблизи верхнего металлического контакта. Образец лазера в виде прямоугольного параллелепипеда, сколотый с двух сторон, представляет собой резонатор типа Фабри-Перо с дизайном лазерной структуры, аналогичном [4].

Одним из подходов к измерению частот источника микроволнового и ТГц диапазонов может быть подход с использованием резонатора Фабри-Перо. Такой подход разрабатывался в микроволновом диапазоне [5], а для измерения частот ТГц ККЛ впервые применялся в [6]. В ходе данной работы метод, разработанный в [6], исследовался, дорабатывался, а также автоматизировался.

В эксперименте, как и в [6] используется открытый оптический резонатор типа Фабри-Перо между окном криостата и детектором. Резонатор состоит из двух зеркал: жестко закрепленного и подвижного, перемещение которого производится с помощью шагового двигателя, посредством микрометрического винта.

Контроль работы резонатора осуществлялся с помощью микроконтроллера ATmega 328, который управляет шаговым двигателем через специальный драйвер. Для контроля положения зеркала используется энкодер, при перемещении зеркала считаются риски энкодера, что позволяет нам получить информацию перемещение зеркала. На круге энкодера 1200 рисок, полный оборот энкодера соответствует перемещению зеркала на 0.5 мм.

Эксперимент состоял из 2 этапов: сбор данных (измерение частоты ККЛ в зависимости от перемещения подвижного зеркала) и анализ данных.

На этапе сбора данных с помощью написанной на языке Python программы выполнялось управление работой шагового двигателя и запись данных с осциллографа, так же учет относительного смещения зеркала.

На этапе анализа данных выполнялся анализ собранных данных и расчет частоты излучения лазера по формулам:

$$f_q = \frac{qc}{2nd}, \quad (1)$$

$$f_{q+1}(d + \delta) = f_q(d), \quad (2)$$

$$f_q = \frac{c}{2n\delta}, \quad (3)$$

где  $c$  – скорость света,  $n$  – показатель преломления среды,  $\delta$  – расстояние перемещения зеркала при совмещении максимумов,  $d$  – расстояние между зеркалами,  $q$  – номер максимума.

Для расчета частоты расстояние между зеркалами изменяется на некоторое  $\delta$ , такое, чтобы максимум  $f(q)$  перешел в максимум  $f(q+1)$ .

Данная идея была реализована в приложении для анализа данных, написанное на языке Python (рисунок 1). Данное приложение позволяет проводить анализ записанного сигнала.

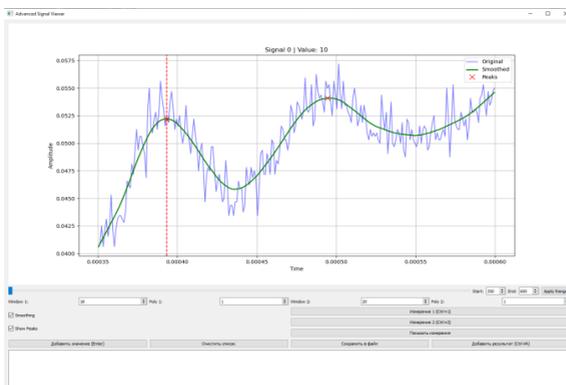


Рис. 1

сок значений риск эндкодера, которые соответствуют смещению зеркала, необходимое для перехода соседнего пика, на место пика, выделенного курсором. Зная эти параметры, можно рассчитать частоту лазера по формуле (3).

В случаях, когда нельзя разрешить какому положению зеркала соответствуют записанные данные, используется опция для уточнения положения на основе линейной аппроксимации, используя два измерения: когда максимум слева от курсора и когда справа от курсора.

### Результаты

При проведении измерений было обнаружено, что измерения на отдельных участках дают выбросы значений (рисунок 2а). Отклонения от средней величины, которые наблюдаются на графике, обусловлены неравномерным движением зеркала на отдельных участках.

Для проведения измерений частоты источников излучения ТГц диапазона с использованием резонатора Фабри-Перо в методике измерений следует учесть возможную неравномерность движения зеркала. С помощью предварительных измерений с источником излучения, частота которого известна с достаточно высокой точностью, можно выявить участки, где перемещение зеркала равномерно, и использовать их. Другим подходом может являться использование усреднения при проведении измерений на большом участке.

После выявления участков воспроизводимости для улучшения точности с использованием подхода на основе линейной аппроксимации проводятся уточняющие измерения (рисунок 2б).

После проведения измерений было получено, что частота излучения лазера составляет 3.8 ТГц при средней точности измерений MSE (среднеквадратичное отклонение) = 0.03 ТГц, MAE (среднее абсолютное отклонение) = 0.13 ТГц, таким образом, относительная ошибка = 3.5%. При этом средняя абсолютная ошибка на интервале воспроизводимости равна 0.06 ТГц, это означает, что относительная средне интервальная ошибка равна 1.6%.

На графике отображается исходный сигнал (Original), сглаженный сигнал (Smoothed) и максимумы сглаженного сигнала (Peaks). Под графиком находятся инструменты для работы с графиками.

Результатом работы с приложением является спи-

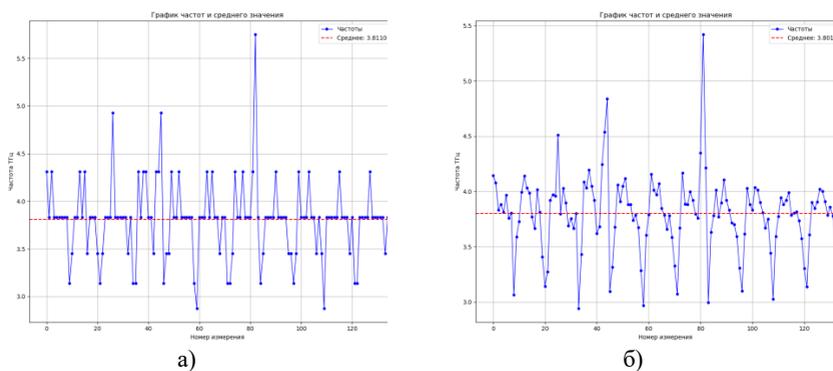


Рис. 2

Дальнейшее совершенствование измерительного стенда должно улучшить точность измерения.

### ***Заключение***

В работе приведены результаты измерения частоты образца ККЛ, работающего вблизи 3,8 ТГц, в ручном режиме и с помощью разработанной программы автоматического управления зеркалом резонатора и обработки сигнала с осциллографа на языке Python. Исследована точность измерений в зависимости от перемещения зеркала резонатора. Измерения частоты с использованием резонатора Фабри-Перо возможны с достаточно высокой точностью при условии равномерного движения зеркала или выбора интервала, где движение равномерно.

Проведенные измерения частот мод ТГц ККЛ будут использованы для оценки возможности создания источника излучения на основе данного ККЛ для спектроскопии высокого разрешения.

- [1] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Приползин С.И. и др. // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. 2011. Т. 6, № 1. С. 93.
- [2] Williams B. // Nature Photonics. 2007. Vol. 1. P. 517.
- [3] Вакс В.Л., Анфертьев В.А., Черняева М.Б. и др. // Изв. вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 10. С. 835.
- [4] Kumar S., Hu Q., Reno J.L. // Appl. Phys. Lett. 2009. Vol. 94. P. 131105.
- [5] Дрягин Ю.А. // Известия вузов. Радиофизика. 1970. 13, № 1. С. 141.
- [6] Анфертьев В.А., Вакс В.Л., Реутов А.В. и др. // Журнал радиоэлектроники. 2018, № 12. С. 1.

## ОЦЕНКА КОГЕРЕНТНОСТИ ДИСКРЕТНО-КВАНТОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

А.М. Королев, А.Д. Ильясафов

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Оценка когерентности является важной задачей таких радиофизических приложений как многоканальный прием отраженного от цели сигнала, селекция имитирующих сигналподобных помех, исследование влияния различных типов помех на радиотехническую систему и др. [1-4].

В литературе представлены различные частные показатели когерентности, в том числе радиолокационных сигналов. В качестве количественной меры степени когерентности сигналов в работе [5] было предложено использовать значение оценки энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы [6-8]. В работах [9, 10] было проведено исследование степени когерентности радиосигналов с флуктуациями параметров (амплитуды, частоты, фазы), а также помех различного происхождения (активных шумовых, импульсных, пассивных).

Показано, что на когерентность излучаемого и принимаемого сигнала в системах с внутренней когерентностью влияет ряд факторов: различия амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик фильтров тракта передачи и приема, флуктуации отражающей поверхности объекта, стабильность синтезаторов частот, тактовых генераторов и гетеродинов, уровень нелинейных искажений на активных элементах приемно-передающего тракта и др. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП), являющиеся неотъемлемой частью приемных трактов современных цифровых радиолокационных систем, также будут влиять на степень когерентности сигналов.

Представляет теоретический и практический интерес задача исследования влияния параметров АЦП на степень когерентности радиосигналов.

Пусть на вход АЦП радиолокационной системы поступает сигнал в виде аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссова белого шума. Модель АЦП учитывает разрядность преобразователя и размер шага квантования, считая его собственный шум нулевым, а характеристику преобразования линейной [11]. Линейная передаточная характеристика АЦП имеет следующий вид:

$$Y_m = \left\lfloor \frac{Y_m^{disc} + \frac{a_s}{2} \cdot (1 + i)}{a_{adc}} \right\rfloor \cdot a_{adc} - \frac{a_s}{2} \cdot (1 + i), \quad (1)$$

где  $m=0, 1 \dots L$ , –  $m$ -ый элемент вектора амплитуды дискретно-квантованного сигнала;  $Y_m^{disc}$  –  $m$ -ый элемент вектора амплитуды дискретизованного сигнала;  $a_{adc} = \frac{a_s}{2^{M-1}}$  – амплитуда младшего значащего разряда, где  $a_s$  – размах входного напряжения АЦП,  $M$  – разрядность преобразующего устройства,  $\lfloor \cdot \rfloor$  – знак взятия целой части числа.

Целью моделирования было исследование зависимости энтропии дискретно-квантованного сигнала от частоты входного сигнала, сравнение результатов с результатами, получаемыми для непрерывных сигналов.

В ходе работы использовались следующие параметры, описывающие дискретно-квантованный сигнал:

- отношение сигнал шум–  $q=a/\sigma$ ;
- отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП– $d=a/a_{adc}$ ;
- отношение частоты сигнала к частоте дискретизации–  $w=\omega/\omega_d$ ;
- параметр  $N_{mean}$ , который показывает количество усреднений рассчитанного значения энтропии, усреднение выполнялось с целью уменьшения разброса значений энтропии для одного набора параметров.

В результате численного моделирования была получена зависимость энтропии дискретно-квантованного сигнала от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации. Были построены зависимости значений разности энтропии полученного сигнала и оценки энтропии по отношению к логарифму  $N$ , а полученная величина выразить в процентах:

$$\Delta H = \frac{H - H_t}{\ln(N)} \cdot 100\% , \quad (2)$$

где  $H_t = \ln(q^2 N + N) - \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln(q^2 N + 1)$ .

На рис. 1 (а) и (б) представлены зависимости разности энтропий от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации при отношении сигнал шум  $q=1$  (а) и  $q=5$  (б), отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП  $d=5$  (красный),  $d=25$  (синий) и  $d=125$  (зеленый).

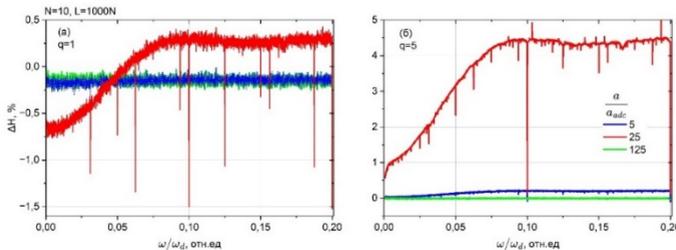


Рис. 1

Возрастание разности энтропий в случае  $d=5$  наблюдается на участке до отношения частот 0,1. При больших значениях отношения частот зависимость не наблюдается. Существует набор значений отношений частот, при которых разность энтропий резко уменьшается.

Диапазон изменения разностей энтропий колеблется от 0,5% до 1,7% для случая на рис. 1 (а) и до 4% для случая на рис. 1 (б).

Зависимость разности энтропий от отношения частот в случае  $d=25$  и  $d=125$  не наблюдается. При  $d=25$  наблюдаются пиковые изменения разности энтропий, а диапазон изменения разностей энтропий меньше 0,5% для случая на рис. 1 (а) и меньше 0,3% для случая на рис. 1 (б). При  $d=125$  явно выраженные пики отсутствуют. Рассмотрим ширину пика при следующих параметрах: отношение частот  $\omega/\omega_d=0,1$  отношение сигнал шум  $q=1$ , отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП  $d=5$ . Ширина пика по половине глубины составляет  $5 \cdot 10^{-5}$  отн. ед., разность энтропий резко уменьшается до -1,5 %.

Рассмотрим пиковые значения на графике разности энтропий с точки зрения других параметров, описывающих связь сигналов между собой: корреляционной функции и скалярного произведения сигналов. Построим зависимость корреляционной функции и скалярного произведения квантованного сигнала и непрерывного сигнала от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации.

Корреляционная функция задается в следующем виде:

$$r = \frac{\sum_{i=1}^L (Y_i - \bar{Y}) \cdot (X_i - \bar{X})^*}{\sqrt{\sum_{i=1}^L (Y_i - \bar{Y}) \cdot (Y_i - \bar{Y})^*} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^L (X_i - \bar{X}) \cdot (X_i - \bar{X})^*}} \quad (3)$$

где  $Y_i$  –  $i$ -ый элемент вектора амплитуды дискретно-квантованного сигнала,  $X_i$  –  $i$ -ый элемент вектора амплитуды непрерывного сигнала,  $L$  – длительность сигнала, знак «\*» – комплексное сопряжение, знак «—» – арифметическое среднее.

Скалярное произведение задается в следующем виде:

$$S = \sum_{i=1}^L Y_i \cdot Y_i^* \quad (4)$$

С ростом значений корреляционной функции и скалярного произведения растет когерентность исследуемых сигналов.

На рис. 2 представлены разность энтропий (красным), модуль значения корреляционной функции (синим, рис. 2 (а)), модуль значения скалярного произведения (синим, рис. 2 (б)) в зависимости от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации при отношении сигнал шум  $q=1$ , отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП  $d=5$ .

Пикам разности энтропий на рис. 2 (а) соответствуют пики увеличения модуля корреляционной функции, а пикам разности энтропий на рис. 2 (б) соответствуют пики увеличения модуля скалярного произведения. Корреляционная функция и скалярное произведение показывают наличие большего количества пиков возрастания с меньшей амплитудой, а также пиков, в которых значение корреляционной функции уменьшается.

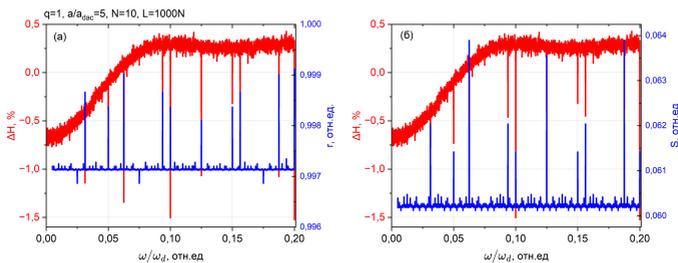


Рис. 2

Таким образом была рассмотрена зависимость разности энтропии дискретно-квантованного сигнала и оценочного значения энтропии в зависимости от отношения

частоты сигнала к частоте дискретизации, при некоторых конкретных значениях отношений частот наблюдается резкое уменьшение разности энтропий. Резкий характер уменьшения разности энтропий приводит к образованию узких (около  $5 \cdot 10^{-5}$  отн.ед.) пиков. Рассмотрена оценка скалярного произведения и корреляционной функции, показывающая наличие пиков при тех же значениях отношения частот, что и в случае зависимости разности энтропий.

- [1] Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. – М.: Наука, 1967, 660 с.
- [2] Болховская О.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 2. С. 163.
- [3] Bolkhovskaya O., Davydov A., Maltsev A. // Detection characteristics of the random and deterministic signals in antenna arrays International Journal of Electronics and Communication Engineering. 2015. Vol. 9, no. 12. P. 1430.
- [4] Фитасов Е.С. // Датчики и системы. 2017. № 3. С. 24.
- [5] Михеев П.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2006. Т. XLIX, № 1. С. 82.
- [6] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
- [7] Черных М.М. // Радиотехника. 1999. № 2. С. 75.
- [8] Аганин А.Г. // Радиотехника. 2003. № 6. С. 50.
- [9] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.
- [10] Фитасов Е.С., Леговцова Е.В., Кудряшова О.Е., Козлов С.А., Насонов В.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 11. С. 917.
- [11] Королев А.М. // В кн.: Труды XXVIII научной конференции по радиофизике, Нижний Новгород, 14 – 31 мая 2024 года. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2024. С. 263.

## ФОРМИРОВАТЕЛЬ РАДИОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПЛИС С ПРИМЕНЕНИЕМ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА

Д.А. Кашин<sup>1,2)</sup>, В.В. Артемьев<sup>1)</sup>, С.А. Козлов<sup>1)</sup>, А.С. Иванов<sup>2)</sup>,  
В.В. Сатаев<sup>2)</sup>, С.П. Дорохов<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского

<sup>2)</sup> Филиал АО «Корпорация «Комета» – «КБ «Квазар»

### Введение

Стремительное развитие беспроводных технологий и рост потребности в быстром и надежном обмене информацией требует от современных систем связи постоянного совершенствования и модернизации входящих в них устройств. Разработка новых передающих устройств (ПРД), являющихся неотъемлемой частью всех систем связи, с применением современной элементной базы позволяет обеспечить улучшение таких важных параметров, как повышение скорости передачи данных, снижение энергопотребления и устойчивость к помехам, что особенно важно при эксплуатации устройств в условиях сложной электромагнитной обстановки. В зависимости от поставленных задач и требуемых характеристик разрабатываемых систем связи, необходимо на стадии разработки определять оптимальные схемы построения входящих в них устройств [1, 2]. Целью настоящей работы является разработка функциональной схемы построения передающего радиомодуля, а также анализ необходимых к выполнению на ПЛИС алгоритмов, обеспечивающих реализацию выбранного технического решения.

### Функциональная схема и ее описание

В настоящее время разработаны высокопроизводительные ПЛИС, способные реализовывать алгоритмы канального кодирования, перемещение полученного потока, формировать синфазную (I) и квадратурную (Q) составляющие узла формирователя модулированной последовательности (ФМП), а также фильтровать сигнал. На рис. 1 представлена функциональная схема ПРД. Узел канального кодирования и узел ФМП может быть реализован на основе микросхемы типа «система в корпусе» BQ325RFS256, включающую радиочастотный приемопередатчик, аналог AD9361 с широкополосными каналами 2×2 с АЦП/ЦАП 12 бит.

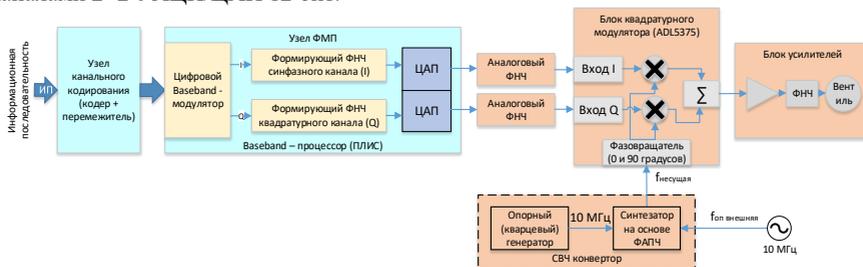


Рис. 1

Также реализация данной функциональной схемы возможна на основе ПЛИС BQ7K325T с применением в качестве ЦАП двухканального устройства на одном кристалле, например, AD9122. Применение данного ЦАП минимизирует погрешность коэффициента усиления выходных сигналов ЦАП. ЦАП каналов I и Q в одном устройстве имеют общие схему задания тока смещения, резистор регулировки полной шкалы и усилитель опорного сигнала. Изменения, вызванные дрейфом напряжения и температуры в этих блоках, одинаковым образом проявляются в ЦАП обоих каналов. Реальная погрешность коэффициента усиления ЦАП квадратурных сигналов может варьироваться в зависимости от спецификаций устройства, однако в случае реализации квадратурных каналов в одном устройстве погрешность коэффициента усиления, как правило, намного меньше значения погрешности коэффициента усиления, указанного в техническом описании.

С учетом определения необходимой опорной частоты, выбираемые ПЛИС также должны содержать внутренний генератор тактовой частоты с ФАПЧ (PLL), обеспечивающий переход на более высокую частоту. Данная функция необходима, в том числе, для обеспечения перехода на промежуточные частоты, обеспечивающие выход на оптимальные режимы работы ПЛИС и ее быстродействие.

Применение квадратурного модулятора в рамках реализации предлагаемой схемы позволяет вынести за пределы информационного тракта тракт формирования рабочих частот. Широкополосные квадратурные модуляторы обеспечивают переход на рабочие частоты посредством подачи сигнала гетеродина на соответствующий вход за счет применения микросхемы с прямым преобразованием, например, ADL5375. Функциональная схема данного устройства включает встроенный смеситель и полосовой фильтр, что обеспечивает подавление зеркального канала и позволяет сделать выбор на верхней или на нижней границе получаемых частот будет сформирован выходной сигнал.

### *Алгоритмы, необходимые для реализации на ПЛИС*

Применение ПЛИС обусловлено возможностью программного построения на основе данного устройства законченного функционального узла, обеспечивающего применение оптимальных схемных решений при разработке передающего модуля. Важнейшим этапом разработки при выборе схемы построения устройства является определение всех функциональных и программно решаемых на ПЛИС задач и основных алгоритмов, необходимых к реализации, рассмотренных ниже.

### *Алгоритм замедления скорости входного информационного потока*

Замедление входной скорости битового потока может быть необходимо для согласования скоростей между быстрым источником данных (например, АЦП) и медленным обработчиком (микроконтроллер, ПЛИС) или для снижения нагрузки на систему, если дальнейшая обработка данных требует больше времени. Для обеспечения полноценной передачи информации необходим буфер накопления – однопортовая память FIFO (First In, First Out). Такой буфер выбран по нескольким причинам. Во-первых, данные организованы в порядке поступления, а это значит, что информация обрабатывается без искажений последовательности. Во-вторых, такой буфер эффективен для потоковых данных и широко применяется в цифровых системах.

Алгоритм реализует замедление информационного потока на заданное количество фиксированных скоростей в соответствии с управляющими сигналами и режимами работы устройства. Функционально алгоритм состоит из двух модулей. Первый модуль представляет из себя саму реализацию FIFO [3]. Объявляется матрица памяти как одномерный массив  $p$ -битовых переменных типа `reg`. В эту матрицу согласно сигналу разрешения чтения по порядку заносятся входные данные. Порядок заполнения регламентируется указателем записи, который увеличивается на единицу с каждым фронтом синхросигнала, пробегая значения от нуля и до количества символов в информационном потоке. Чтение из буфера регулируется сигналами разрешения чтения. Эти сигналы для трёх разных выходных скоростей формируются во втором модуле, который представляет из себя три счётчика фронтов тактового сигнала.

#### **Алгоритм канального кодирования**

Наиболее распространенными в приемопередающих системах связи являются коды Рида-Соломона и LDPC [4]. Код Рида-Соломона является недвоичным циклическим (блочным) кодом. Исправление ошибок напрямую связано с избыточностью: для определения каждой потенциальной ошибки требуется два избыточных символа. Поэтому такие коды эффективны для исправления пакетов ошибок, т.е. в каналах с памятью. Увеличение избыточности провоцирует рост сложности ее высокоскоростной реализации. LDPC-коды – это линейные блочные коды, которые используют разреженную матрицу проверок чётности, в отличие от кодирования Рида-Соломона, где используются поля Галуа. Оба вида кодирования применяются в спутниковой связи.

#### **Алгоритм перемежения**

Последовательность с перемежением позволяет распределить ошибки по разным блокам, что позволяет повысить устойчивость к блоковым ошибкам. Реализация данного алгоритма обеспечивается посредством применения действительно двухпортовой памяти (True Dual-Port RAM), которая имеет два независимых порта со своими шинами данных, адресами и управляющими сигналами. Входящая последовательность разбивается на несколько равных по количеству символов подпоследовательностей. Далее через порт  $A$  первая подпоследовательность записывается в память. После окончания записи данные из порта  $A$  считываются по следующему закону [5]:

$$Output_n = (Input_n \cdot \alpha) \bmod \beta, \quad (1)$$

где  $n$  – длина подпоследовательности,  $Output_n$ ,  $Input_n$  – выходящие и входящие символы соответственно,  $\alpha$  и  $\beta$  – константы, определяемые заданием. В это же время в порт  $B$  ведется запись следующего фрагмента, чтобы после её окончания по такому же закону считать данные из этого порта, параллельно записывая новые данные следующей подпоследовательности в порт  $A$ . Требования к константам:  $НОД(\alpha, \beta) = 1$ ,  $\alpha < \beta < n$ . Таким образом за счёт чередования записи и чтения в два порта мы можем непрерывно считывать уже перемеженный информационный поток.

#### **Алгоритм формирования псевдослучайной последовательности (ПСП)**

Наложение псевдослучайной последовательности на информационный поток необходимо для уширения спектра, что в свою очередь обеспечивает

помехоустойчивость и скрытность передачи. На ПЛИС данный алгоритм реализуется через линейный регистр сдвига с обратной связью. Новый бит формируется через обратную связь (исключающее-или: XOR) от выбранных разрядов (или «отводов»). Разрядность  $N$  определяет длину периода ПСП (период  $2^N - 1$ ). Полином обратной связи определяет, какие разряды будут участвовать в операции XOR. Требования к полиному: неприводимость и примитивность. Старшая степень полинома по умолчанию равна разрядности.

### ***Алгоритмы модуляции***

В данном разделе рассмотрим низкочастотную модуляцию (baseband modulation), которая необходима для передачи данных по проводным каналам. Работа на низкой промежуточной или видео частоте позволяет нивелировать эффект зеркального канала. На примере baseband QPSK-модуляции можно продемонстрировать, как кодируются 2 бита информации, поскольку для такой операции требуется ввести комплексный символ с разбиением на I (синфазную) и Q (квадратурную) составляющие. На ПЛИС такую модуляцию удобнее всего реализовать модульно, поскольку биты поступают на модулятор непрерывно. Первый модуль будет собирать последовательности битов в пары – в один символ для QPSK – и передавать их на второй модуль. Второй модуль преобразует входящие пары в I/Q сигналы.

### ***Выводы***

В работе рассмотрена функциональная схема передающего СВЧ модуля. Применение ПЛИС позволяет реализовать программным способом законченный функциональный узел, определены необходимые к реализации алгоритмы. Использование квадратурного модулятора обеспечивает перенос сигнала на несущую частоту, ограниченную рабочим диапазоном данного устройства.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Гречишкин А.В., Ермаков С.А. // Радиотехника. 2023. Т. 87, № 5. С. 102.
- [2] Ромашов В. В., Ромашова Л. В., Докторов А. Н. [и др.] // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2024, № 2(54). С. 69.
- [3] Соловьёв В.В. Основы языка проектирования цифровой аппаратуры Verilog. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2024, с. 284.
- [4] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд.: Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2017, 1100 с.

## **РАЗРАБОТКА И ОПТИМИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСА ПРОГРАММ СТЕНДА ИМИТАЦИИ ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ И ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ СТАТИЧЕСКОЙ ЮСТИРОВКИ РЛС ПО АПОСТЕРИОРНЫМ ДАННЫМ**

**Н.И. Сурков, Ю.А. Паршукова, Д.А. Пальгуйев**

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### ***Введение***

Современные системы контроля воздушного пространства требуют высокоточного моделирования работы радиолокационных станций. В настоящее время осуществляется разработка новой системы – системы сетевой обработки радиолокационной информации (РЛИ). Для его отладки требуется стенд имитации воздушной обстановки, который повторяет работу реальных радиолокационных систем. В ходе работы была проведена оптимизация алгоритмов стенда имитации воздушной обстановки, позволившая существенно улучшить его эксплуатационные характеристики.

Кроме того, при наблюдении за воздушной обстановкой в большой территориально распределенной системе местоположение одного и того же объекта, как правило, определяется с помощью двух и более РЛИ. При приведении к единой системе координат и к единому моменту времени координаты объекта, выдаваемые разными источниками, не будут совпадать, что вызвано случайными ошибками и систематическими отклонениями. Юстировка источников РЛИ предполагает определение и использование поправок, уменьшающих систематические отклонения. Корректировать ошибки координат можно как статически, так и динамически. Динамическая юстировка работает в процессе, а статическая по уже задокументированным файлам.

### ***Оптимизация алгоритмов программного модуля имитации воздушной обстановки***

Основная проблема существующих решений заключалась в их неспособности эффективно обрабатывать сложные сценарии с большим количеством воздушных объектов и радиолокационных станций (РЛС). Традиционный подход, основанный на хранении и обработке дискретных точек траекторий, приводил к чрезмерному расходу вычислительных ресурсов. Например, моделирование всего двух траекторий для одной РЛС занимало около пяти минут, что совершенно неприемлемо для практического использования.

Разработанное решение кардинально меняет подход к моделированию. Вместо работы с отдельными точками траекторий используется их аналитическое описание с помощью математических уравнений движения. Это позволило не только сократить объем хранимых данных на 65%, но и значительно ускорить процесс вычислений. Теперь система способна обрабатывать сценарии с двадцатью траекториями и десятью РЛС всего за 20 секунд, тогда как ранее на это требовалось более 14 минут.

Особое внимание было уделено повышению реалистичности моделирования. В новую версию стенда добавлена возможность работы с секторными РЛС, что значительно расширяет диапазон моделируемых ситуаций. Также реализован механизм моделирования ошибок юстировки. Эти усовершенствования позволяют тестировать алгоритмы

обработки радиолокационной информации в условиях, максимально приближенных к реальным.

Практическое применение оптимизированного стенда показало его высокую эффективность. Внедрение решения позволило перейти от квадратичной асимптотической сложности алгоритмов к линейной, что на несколько порядков сократило время обработки сценария. При применении нового алгоритма система успешно справляется с моделированием сложных сценариев.

### Азимутальная ошибка юстировки

Ошибки юстировки по азимуту связаны с неточностями в определении углового положения цели относительно северного направления, приводят к неправильному нахождению координат воздушного объекта.

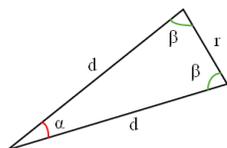


Рис. 1

На рис. 1 и рис. 2 представлены схематическое и графическое представления ошибки юстировки по азимуту. Расчет ошибки определения местоположения:  $r = \frac{d \sin \alpha}{\sin \beta}$ , где  $\beta = \frac{180 - \alpha}{2}$ ,  $r$  – ошибка определения местоположения воздушного объекта,  $d$  – дальность обнаруженного воздушного объекта  $\alpha$  – ошибка юстировки.

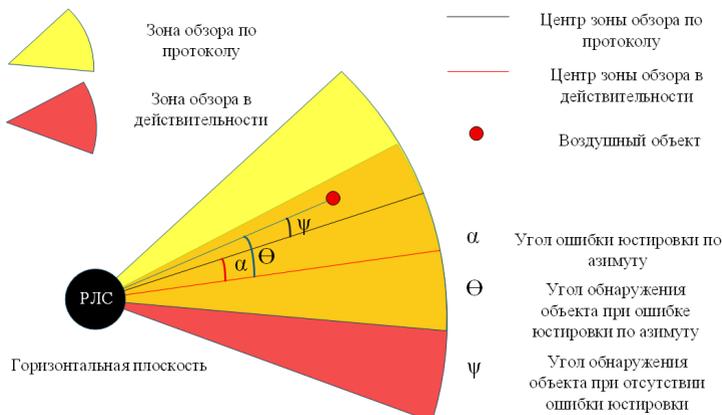


Рис. 2

### Ошибка юстировки по углу места

Ошибки юстировки по углу места связаны с неточностями в определении угла наклона цели относительно горизонта, приводят к неправильному нахождению высоты воздушного объекта и горизонтальной дальности. Ошибка зависит от угла ошибки юстировки и вертикального угла обнаружения объекта. На рис. 3 и рис. 4 представлены схематическое и графическое изображения ошибки юстировки по углу места.

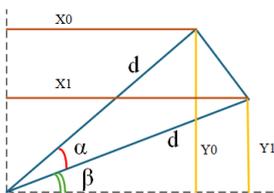


Рис. 3

Расчет ошибки определения высоты:  $\Delta y = d(\sin(\alpha + \beta) - \sin(\beta))$ , где  $d$  – наклонная дальность до объекта,  $\alpha$  – ошибка юстировки по углу места,  $\beta$  – фактический угол места воздушного объекта. Определение ошибки горизонтальной дальности:

$$\Delta x = d(\cos(\alpha + \beta) - \cos(\beta))$$

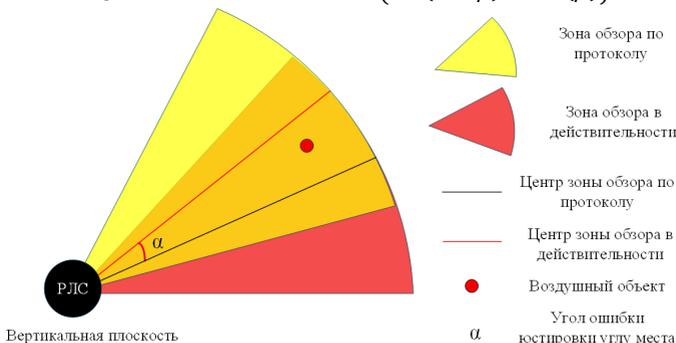


Рис. 4

### Программный модуль статической юстировки

В программном модуле юстировки алгоритм вычисления коэффициентов юстировки по апостериорным данным (рис. 5) поделен на 2 части: для реальных данных и имитационных.

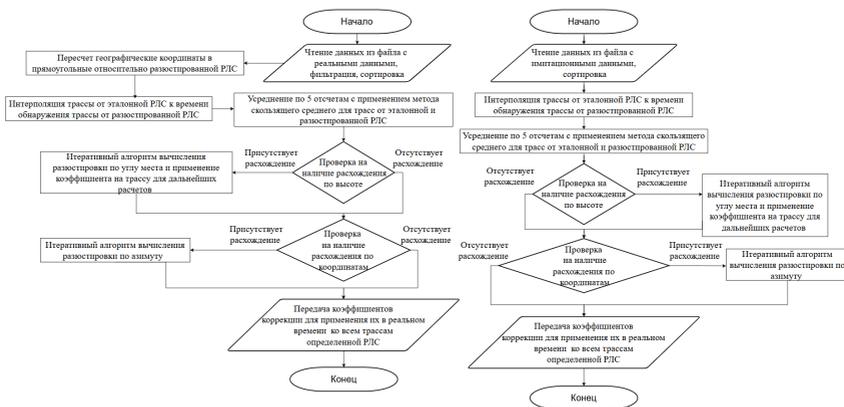


Рис. 5

Отличия в преобразовании координат и в особенности считывания из файла документирования. После вычислений, коэффициенты применяются для коррекции

сообщений в реальном времени. Что бы в радиолокационной системе не было дублирующих воздушных объектов от разных РЛС в пересекающихся зонах обзора, цели объединяют, если они попадают в строб объединения. Программный модуль юстировки был испытан на имитационных и реальных данных.



Рис. 6



Рис. 7

На рис. 6 представлены реальные трассы до юстировки и объединения, на рис. 7 после юстировки и объединения.

После определения коэффициентов юстировки на одной трассе, они были применены ко всем трассам юстируемой РЛС, тест длился в течении 31 минуты. За данный период было обнаружено 171 воздушных объектов и с помощью юстировки под объединение попали 9 трасс.

### **Выводы**

Оптимизация алгоритма подготовки исходных данных сократило время обработки данных на 2-3 порядка. Разработанный программный модуль статической юстировки позволяет определить и скорректировать разюстированность РЛС. Оптимизация алгоритма подготовки исходных данных и программного модуля юстировки являются существенным вкладом в разработку реального программного обеспечения, они требуются для отработки больших радиолокационных систем.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Апорович В.А., Прокофьева Т.В., Гапеев К.С. Алгоритм динамической юстировки источников радиолокационной информации. – Минск: НИИ средств автоматизации, 2008, 12 с.
- [2] Ушаков О.К. Теория юстировки: учеб. пособие для вузов – Новосибирск: СГГА, 2009, 164 с.
- [3] Гармаев Н.Г., Бондаренко А.П., Некрасова А.А. // Молодой ученый. 2021. № 4 (346). С. 40.

## **ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ В РЕЖИМЕ ПРИЁМНИКА**

**А.К. Бритенков<sup>1,2)</sup>, Р.В. Травин<sup>1,2)</sup>**

*<sup>1)</sup> ИПФ РАН*

*<sup>2)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### ***Введение***

В гидроакустике всё более актуальной становится задача излучения и приёма различных сигналов. Для излучения сигналов используются гидроакустические преобразователи. Большую популярность приобретают преобразователи, способные излучать в низкочастотных диапазонах. Подобные низкочастотные гидроакустические преобразователи (НЧИ) способны передавать сигналы на большие расстояния. В то же время широко развивается разработка различных приёмных систем. Одним из примеров таких систем является акустический ретранслятор – устройство, способное передавать сигналы без изменений или излучать сигналы с некоторой заданной заранее корректировкой. Подобные приборы должны обладать повышенной длительностью автономной работы и возможностью увеличения акустической мощности излучаемых сигналов. Для выполнения данных требований в составе прибора должен находиться излучатель с высоким уровнем КПД и чувствительности наряду с энергоэффективным трактом возбуждения. Как правило, одной из основных проблем при разработке подобных систем является создание компактных НЧИ, обладающих при этом высокой удельной мощностью [1].

### ***Гидроакустические преобразователи со сложной формой излучающей оболочки***

Типичной проблемой в разработке низкочастотных гидроакустических преобразователей продольно-изгибного типа традиционной конструкции [2] является герметизация продольных прорезей, выполняемых для снижения поперечной жёсткости, определяющей рабочий диапазон частот преобразователя. Обычно для решения данной проблемы используются эластичные вставки и нанесения гидроизоляционного покрытия на металлический корпус. Однако подобные методы снижают долговечность изделия из-за недостаточной надёжности клеевых соединений между металлом и эластичными элементами конструкции. Кроме того, энергетические потери в герметизирующем слое могут быть достаточно велики, что негативно сказывается на эффективности электро-механического преобразования и КПД излучателя в целом. Эффективным способом устранения этих недостатков является гофрирование корпуса излучателя, применяемое в конструкции 3D НЧИ [3] – излучателей продольно-изгибного типа с цельнометаллической излучающей оболочкой сложной формы (рис. 1). Данное техническое решение является одной из ключевых особенностей излучателей продольно-изгибного типа. Цельная конструкция металлического корпуса НЧИ, не только обеспечивает высокую устойчивость к циклическим нагрузкам (ресурс компактного 3D НЧИ превышает  $10^{10}$  циклов), но и имеет явные технологические преимущества при производстве.



Рис. 1

Низкочастотные гидроакустические излучатели продольно-изгибного типа, такие как 3D НЧИ, могут эффективно работать не только в режиме генерации акустических сигналов, но и в режиме приёма. Это связано с их обратимыми электромеханическими свойствами – способностью преобразовывать как электрические колебания в акустические волны, так и акустические воздействия в электрические сигналы.

#### ***Работа 3D НЧИ в режиме излучения***

Эффективность работы излучателей определяется различными характеристиками. Одной из основных электроакустических характеристик, определяющих эффективность излучения, является чувствительность по напряжению. При работе на излучение она определяет эффективность преобразования подаваемого электрического сигнала в акустическую мощность.

При разработке и тестировании 3D НЧИ необходимо проведение натурных испытаний для детального анализа электроакустических характеристик, выявления слабых мест и поиска путей улучшения конструкции.

В результате проведённых измерений гидроакустического преобразователя в натурных условиях получен график зависимости развиваемого давления на глубине около 70 м от относительных единиц волнового размера (рис. 2), представляющих собой безразмерную величину  $kr$ , где  $k$  – волновое число,  $r$  – эквивалентный радиус излучателя, определяемый как радиус сферы объёмом, равным занимаемому объёму излучателя. Данные условные единицы, по сути, условно отображают частоты НЧИ.

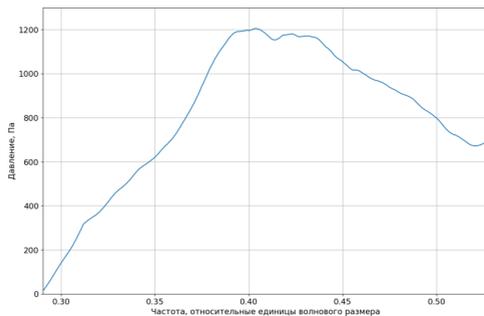


Рис. 2

Основной резонанс имеет значения в 0.4 относительных единиц волнового размера, что говорит диапазоне 1-2 кГц. Кривая развиваемого давления повторяет кривую чувствительности по напряжению. А относительно высокое развиваемое давление говорит о высокой чувствительности. При этом 3D НЧИ, обладая компактными размерами и небольшой массой, показывает высокие значения КПД вплоть до 95 %.

### **Работа 3D НЧИ в режиме приёма**

Руководствуясь принципом взаимности, который гласит, что физический объект может становиться как приёмником, так и источником электрического поля, подобный излучатель исследован в режиме приёма сигналов. Согласно принципу взаимности устанавливается связь между характеристиками преобразователя в режимах излучения и приёма. Данная связь может быть обусловлена через некоторый коэффициент взаимности  $H$ :

$$H = \frac{\gamma_{3D\text{ НЧИ}}^{\text{Приём}}}{\gamma_{3D\text{ НЧИ}}^{\text{Излучение}}} \quad (1)$$

где  $\gamma$  – чувствительность по напряжению в режиме приёма и излучения соответственно.

Благодаря значительным размерам излучающей поверхности и высокому коэффициенту механической трансформации, на основании принципа взаимности [4], 3D НЧИ могут выступать в качестве приёмников гидроакустических сигналов.

Учитывая связь характеристик 3D НЧИ на приём и на излучение, выведена формула чувствительности излучателя при работе на приём

$$\gamma_{3D\text{ НЧИ}} = \gamma_r(f) \frac{U_{3D\text{ НЧИ}} L_{3D\text{ НЧИ}}}{U_r L_r} \times \frac{U_{\text{НЧИ}}^r}{U_{\text{НЧИ}}^{3D}} \quad (2)$$

где  $L_{3D\text{ НЧИ}}$  – расстояние от приёмника (3D НЧИ) до контрольного НЧИ,  $U_{3D\text{ НЧИ}}$  – напряжение на 3D НЧИ,  $U_{\text{НЧИ}}^{3D}$  – напряжение сигнала возбуждения на контрольном излучателе при приёме сигналов при помощи 3D НЧИ,  $L_r$  – расстояние от измерительного гидрофона до контрольного НЧИ,  $U_r$  – напряжение на измерительном гидрофоне,  $U_{\text{НЧИ}}^r$  – напряжение сигнала возбуждения на контрольном излучателе.

Основываясь на формуле (2) получен график зависимости напряжения на выходе 3D НЧИ в зависимости от относительных единиц волнового размера (рис. 3).

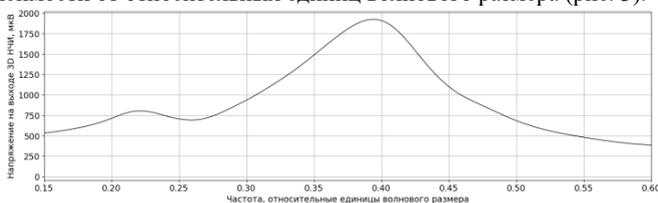


Рис. 3

Данная кривая, представленная на рис. 3 повторяет резонансную характеристику чувствительности по напряжению 3D НЧИ на излучение [5]. Характеристики 3D НЧИ как приёмника гидроакустических сигналов для различных диапазонов частот выше

чувствительности измерительного гидрофона. К примеру, чувствительность 3D НЧИ примерно в 1.5 раза выше, чем чувствительность измерительного гидрофона Г61Н (рис. 4).

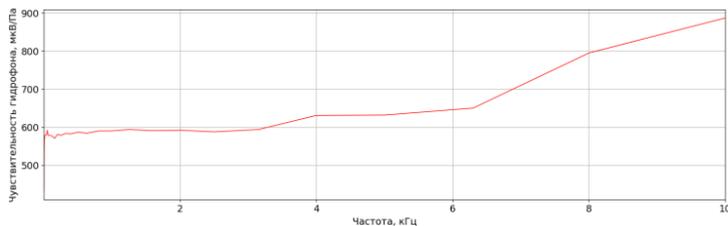


Рис. 4

### **Заключение**

Учитывая резонансную частоту и ширину рабочей полосы компактного 3D НЧИ, а также его характеристики при работе на приём, сопоставимые с характеристиками контрольного гидрофона Г61Н, можно говорить о возможности применения такого преобразователя в качестве приёмника в различных приложениях гидроакустики, например в составе акустического ретранслятора [6].

Благодаря компактной конструкции, значительной излучаемой мощности и высокой чувствительности относительно аналогов малогабаритные 3D НЧИ могут использоваться для морских автономных маяков-ответчиков с дальностью действия до нескольких километров.

- [1] Бритенков А.К., Фарфель В.А., Боголюбов Б.Н. // Прикладная физика. 2021. № 3. С. 72.
- [2] Боголюбов Б. Н., Кирсанов А. В., Леонов И. И., Смирнов С. А., Фарфель В. А. // Гидроакустика. 2015. Т. 23, № 3. С. 20.
- [3] Бритенков А. К., Боголюбов Б. Н., Дерябин М. С., Фарфель В. А. // Труды МАИ. 2019. № 105. С. 1.
- [4] Белоусов Ю.И., Римский-Корсаков А.В. // Акустический журнал. 1975. Т. 21, № 2. С. 161.
- [5] Бритенков А.К., Норкин М.С., Стуленков А.В., Травин Р.В. // Научное приборостроение. 2023. Т. 33, № 4. С. 28.
- [6] Костеев Д.А., Бритенков А.К., Земнюков Н.Е., Львов А.В., Салин М.Б. // Научное приборостроение. 2024. Т. 34, № 3. С. 54.

## ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА КАЧЕСТВО ПРИЕМА ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Е.С. Фитасов, А.В. Ширкаев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Системы с совместным измерением временного и частотного сдвигов принимаемых сигналов, основанные на принципах широкополосной передачи, используются при построении радиолокационных, гидролокационных, телекоммуникационных измерительных систем [1, 2]. Однако широкополосный сигнал подвержен значительной доплеровской деформации, заключающейся в изменении его временных и спектральных характеристик, что ведет к снижению точности и даже к невозможности измерения временного  $\tau$  и частотного  $\nu$  сдвигов [3, 4]. Целью данной работы является рассмотрение влияния доплеровской деформации на измерение  $\tau$  и  $\nu$  фазокодоманипулированного сигнала. Анализ влияния производился на основе эксперимента по приему акустического сигнала неподвижным приемником от подвижного излучателя и вычисления взаимной функции неопределенности (ВФН):

$$R(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t - \tau) s_0^*(t) e^{j2\pi\nu t} dt \quad (1)$$

для принятого  $s_1(t)$  и излученного  $s_0(t)$  сигналов. Получаемый результат зависит от того, насколько сильно выражена доплеровская деформация.

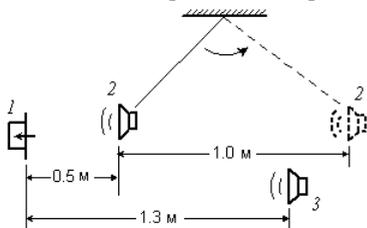


Рис. 1

Схема акустического эксперимента представлена на рис. 1. Измерялись относительное временное положение  $\tau$  и доплеровский сдвиг  $\nu$  периодического фазокодоманипулированного сигнала от подвижного излучателя 2 при его удалении от приемника 1 (от 0,5 м до 1,5 м) по колебательной траектории со скоростью, не превышавшей 1,5 м/с. Неподвижный излучатель 3 использовался для контроля корректности

измерений.

Несущее колебание излучаемого сигнала имело частоту  $f_0 = 5$  кГц. Для модуляции использовалась периодическая бинарная псевдослучайная последовательность (ПСП), имевшая длину  $L = 63$ , длительность дискрета  $\Delta_t = 7/f_0 = 1,4$  мс и период  $T = L \cdot \Delta_t = 0,0882$  с. Сдвиг  $\nu$  и время  $\tau$  вычислялись по ВФН (1) с опорным сигналом  $s_0(t)$ , соответствующим одному периоду излучаемого сигнала. Использовалось быстрое преобразование Фурье (БПФ), размер которого определялся длительностью скользящего окна интегрирования. Протяженность окна выбиралась исходя из требуемой разрешающей способности по частоте.

От каждого из источников было непрерывно принято и обработано 7 периодов. Полученные распределения тел неопределенности – квадратов модуля ВФН  $|R(D, \nu)|^2$  – в яркостном изображении, отражающем зависимость функции неопределенности от

частотного сдвига  $\Delta f$  и сдвигового времени  $\Delta t$ , представлены на рис. 2. Пиковые значения ВФН соответствуют малоразмерным зачернённым областям 1-7 для подвижного излучателя и областями *a-g* для неподвижного. Отчётливо видны частотно-временные сдвиги пиковых значений 1-7 относительно пиковых значений *a-g*, а также уширение тел неопределенности 1-7 по сдвиговой частоте для сигнала от подвижного источника. Практически не заметно уширение максимумов 1-7 по сдвиговому времени.

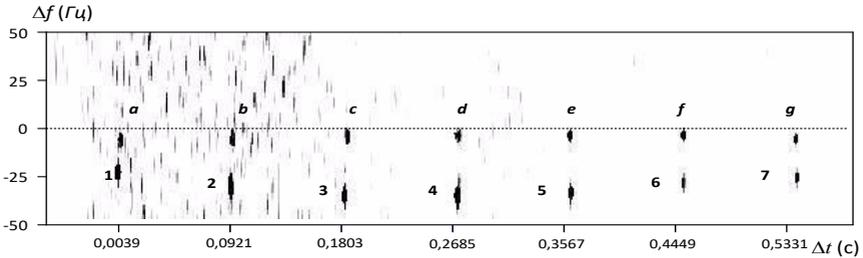


Рис. 2

Более детально отмеченные эффекты поясняет рис. 3, на котором представлены распределения  $|R(\tau = \tau_i, \nu)|^2$  ( $i = 1, 2, \dots, 7$ ) по сдвиговой частоте  $\nu$  для фиксированных соответствующих максимумам 1-7 (рис. 3б-з) значений времени  $\tau = \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_7$ .

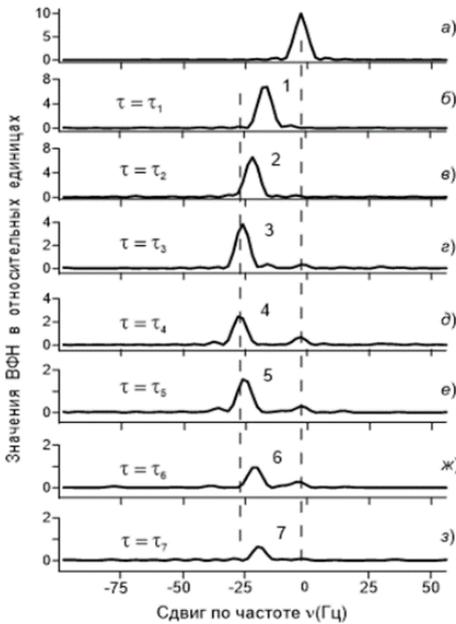


Рис. 3

Здесь же на рис. 3а показан частотный профиль квадрата модуля ВФН сигнала от неподвижного источника. То, что изображённые на рисунке пиковые значения имеют тенденцию к уменьшению, обусловлено с одной стороны увеличением расстояния до точки приема, а с другой – особенностями вычисления преобразования Фурье. Пределы интегрирования в (1) задавались прямоугольным временным окном  $T_w$ , длительность которого не превышала длительности сигнала  $s_1(t)$ . При изменении  $\tau$  от  $\tau_1$  до  $\tau_7$  наступало время, когда в окно анализа попадала лишь часть сигнала. Тем самым уменьшался вклад сигнала в область интегрирования, и это уменьшение увеличивалось по мере роста  $\tau$ .

На рис. 4 представлен результат измерения временного положения и частотного сдвига

сигнала в зависимости от расстояния до подвижного излучателя. Отчетливо выражены особенности движения излучателя, в частности, переход от ускоренного движения в начале к замедленному после достижения максимальной радиальной скорости  $v$ .

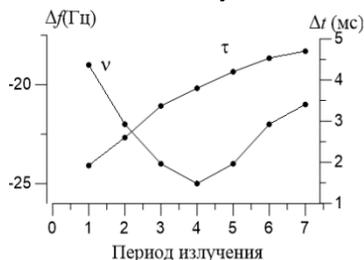


Рис. 4

Условия эксперимента были такими, что отношение скорости подвижного излучателя к скорости распространения сигнала  $c$  достигало величины  $v/c \approx 0.005$ . Эта достаточно большая величина особенно, если отнести её к гидро- или радиолокации. При  $v/c \approx 0.005$  период сигнала от подвижного излучателя увеличивался на  $\Delta T \approx \Delta t/3$  – на 1/3 часть длительности дискрета  $\Delta t$  модулирующей ПСП.

Таким образом, в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции  $\Delta T$  не превышает длительности дискрета  $\Delta t$  модулирующей последовательности, измерение временного положения  $\tau$  возможно с точностью  $\Delta \tau$  близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности дискрета  $\Delta t$ , а частотного сдвига  $\nu$  – с точностью  $\Delta \nu \approx 1/T$ , определяемой периодом опорного сигнала  $T$  с минимальным шагом по  $\nu$ , зависящим от размера окна интегрирования.

Анализ полученных в акустическом эксперименте экспериментальных данных показал, что наличие искажений импульсов, образующих кодовую последовательность принимаемого сигнала  $s_1(t)$ , не являются принципиально значимыми для измерения частотно-временного сдвига, тем более что такие искажения или, по крайней мере, часть из них можно предотвратить увеличением длительности дискрета или увеличением длины модулирующей последовательности.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985, 384 с.
- [2] Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. – СПб.: Наука и техника, 2005, 440 с.
- [3] Гоголев И.В. // Известия вузов России. Радиоэлектроника». 2018. № 1. С. 13.
- [4] Гоголев И.В., Яшин Г.Ю. // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 15.

## ПОДАВЛЕНИЕ ШУМА В ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Л.А. Акулина, Ю.Е. Чуманкин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

### Теоретическая часть

**Фазоманипулированные сигналы.** Цифровая фазовая манипуляция [1] – универсальный и широко используемый способ для беспроводной передачи цифровых данных. Фазоманипулированный сигнал имеет вид:

$$s_m = g(t) \cos[2\pi f_c t + \varphi_m(t)], \quad (1)$$

где  $g(t)$  – огибающая сигнала,  $f_c$  – частота несущей,  $t$  – время,  $\varphi_m$  – модулирующий сигнал, который может принимать  $M$  дискретных значений. При  $M = 2$  фазовая манипуляция называется двоичной или ФМ2 манипуляцией (bpsk).

**Фильтр Винера.** Если наблюдаемый сигнал был искажен Гауссовским шумом с нулевым средним, лучшим линейным способом восстановления такого сигнала является фильтр Винера [2]. Фильтрация Винера подавляет шум таким образом, чтобы ошибка между зашумленным и очищенным сигналом соответствовала критерию минимальной среднеквадратичной ошибки (LMS). Среднеквадратичное отклонение  $e$  задается функцией:

$$e = E \left[ \{f - \hat{f}\}^2 \right], \quad (2)$$

где  $E$  – математическое ожидание,  $f$  – зашумленный,  $\hat{f}$  – очищенный сигнал.

Минимум среднеквадратичного отклонения достигается на функции, которая в частотной области задается выражением:

$$\hat{F}(u, v) = \left( \frac{H^*(u, v)S_f(u, v)}{S_f(u, v)|H(u, v)|^2 + S_\eta(u, v)} \right) G(u, v), \quad (3)$$

где  $H(u, v)$  – частотное представление искажающей функции,  $H^*(u, v)$  – комплексное сопряжение  $H(u, v)$ ,  $|H(u, v)|^2 = H^*(u, v)H(u, v)$  – энергетический спектр шума,  $S_f(u, v)$  – энергетический спектр чистого сигнала,  $G(u, v)$  – Фурье-преобразование [3] искаженного сигнала. Для такой функции предполагается выполнение следующих условий: шум и чистый сигнал не коррелированы между собой, шум или чистый сигнал имеют нулевое среднее значение, оценка линейно зависит от зашумленного сигнала, из-за чего эффективно использовать его мы можем не всегда. Восстановленный чистый сигнал получается применением обратного преобразования Фурье [3] к оценке  $\hat{F}(u, v)$ .

**Нейросетевые фильтры. NsNet.** Задача шумоподавления уже долгое время является актуальной в разных областях. Благодаря достижениям в области глубокого обучения, первой была решена задача улучшения человеческой речи, которая смогла достичь высокого уровня производительности. В данной работе предлагается использовать те же методы, применяя их для фазоманипулированных сигналов. При использовании аудиосигналов с моделями глубокого обучения обычно используют

преобразование сигнала из временной области в частотную посредством кратковременного преобразования Фурье (STFT) [3]. Популярный подход к улучшению речи заключается в нахождении некоторой маски, которая при умножении на зашумленную спектрограмму создаст спектрограмму чистой речи. Одна из таких нейронных сетей – NsNet [4]. Основным элементом сети являются рекуррентные GRU слои, принцип работы которых приведен на рисунке 1.

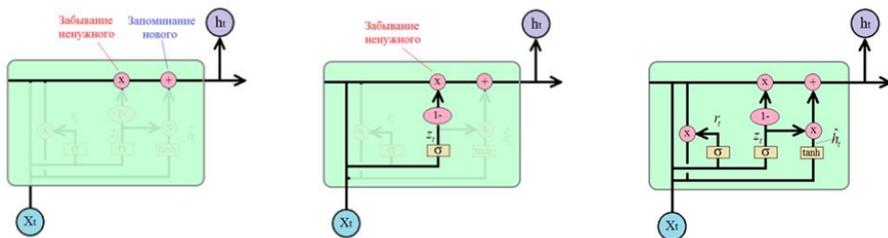


Рис. 1

GRU блок – рекуррентный блок, способный «запоминать» или «забывать» информацию некоторой последовательности данных. На вход блока подаётся элемент последовательности, который проходит через всю цепочку напрямую, но эта информация может быть изменена так называемыми фильтрами. Фильтр – элемент, состоящий из сигмоидальной или тангенциальной нейронной сети и операции поточечного умножения, вычитания или сложения, который пропускает информацию, удовлетворяющую некоторым условиям.

При оценивании результатов применения нейросетевого фильтра для фазоманипулированных сигналов необходима операция демодуляции. Возникает необходимость использования такой метрики, как вероятность битовой ошибки, которая показывает какая часть принятых на стороне приемника бит оказалась неверной. Еще одной важной метрикой качества в системах цифровой связи является отношение энергии сигнала, приходящейся на 1 бит принимаемого сообщения к энергетической спектральной плотности шума ( $E_b/N_0$ ).

### Практическая часть

**База данных.** Для исследования методов шумоподавления было сгенерировано 2500 тренировочных и 500 тестовых сигналов. Сигнал представлял из себя случайно сгенерированную последовательность бит, длина каждого бита – 100 отсчетов, сгенерированных бит в каждом сигнале – 1600. Несущая частота – 1 КГц, длительность модулированного сигнала – 10 секунд. На каждый сигнал был наложен аддитивный белый Гауссов шум с отношением сигнала к шуму от -30 до 10  $E_b/N_0$ . На каждое целочисленное значение  $E_b/N_0$  приходится 60 тренировочных и 12 тестовых сигналов. Каждый сигнал был модулирован с помощью ФМ2 фазовой манипуляции и сохранен в формате wav.

**Реализация фильтра Винера.** Основная задача для фильтрации Винера [2] – оценка плотности мощности шума в аудиозаписи. Для сравнения нейросетевого фильтра с фильтром Винера была использована точная плотность мощности шума. Это

позволит сравнить нейросетевой метод с фильтрацией Винера при лучших условиях. Для вычисленная использовалась разность зашумленного и чистого сигнала, которая представляет из себя исключительно шум.

**Реализация нейросетевых фильтров.** Для FD и FI – нормализаций в NsNet [4] использовался сдвиг  $\Delta t = 8$  мс и  $\tau = 3$  с. Обучение NsNet основано на GRU слоях, которые получают кадр зашумленной спектрограммы и выдают кадр функции усиления амплитуды. Для данной задачи использовалось 3 GRU слоя, за которыми следует полносвязный выходной слой с функцией активации – сигмоида (по 257 нейронов на слое). Модель обрабатывает амплитуду спектра зашумленного сигнала по одному кадру и использует фазу сигнала для восстановления.

### Эксперимент

Исследуем отношение сигнал/шум ( $E_b/N_0$ ), сигналов, полученных двумя способами на тестовых примерах из базы данных, при начальном ОСШ от -30 до 10  $E_b/N_0$ . На рисунке 2 изображено среднее ОСШ ( $E_b/N_0$ ) очищенных сигналов, полученных двумя рассмотренными методами подавления шума, при различном начальном отношении сигнала к шуму. Синим на графике изображено среднее ОСШ после фильтрации Винера [2], красным – после фильтрации с помощью NsNet [4]. Также, на графиках отмечены стандартные отклонения.

Из графика видно, что нейросетевой фильтр повышает отношение сигнала к шуму на большее значение, чем фильтр Винера.

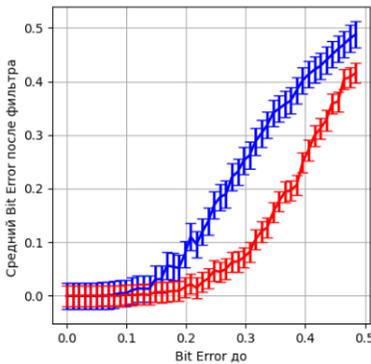


Рис. 3

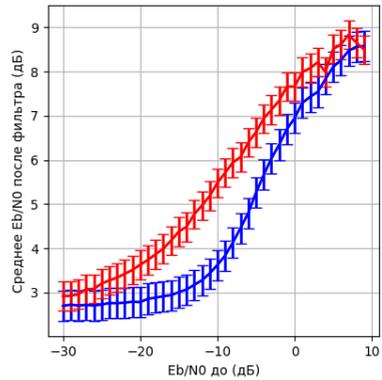


Рис. 2

Рассмотрим рисунок 3, на котором отмечено, как изменится вероятность битовой ошибки. Синим на графике изображена вероятность битовой ошибки после фильтра Винера, красным – после фильтрации с помощью NsNet. Также, на графиках отмечены стандартные отклонения.

График показывает, что нейросетевой фильтр понижает вероятность битовой ошибки сильнее, чем фильтр Винера. При, например, начальной битовой ошибке 0.38, после нейронной сети она понизилась почти в 2 раза, а после фильтра Винера значение не изменилось.

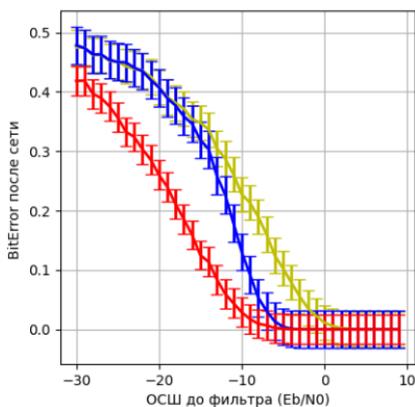


Рис. 4

Рассмотрим, как изменится вероятность битовой ошибки, зависящая от отношения сигнала к шуму ( $E_b/N_0$ ). Желтым на рисунке 4 отображено начальное значение при зашумленном сигнале, синим - вероятность битовой ошибки после фильтра Винера, красным – после фильтрации с помощью NsNet. Из рисунка 4 видно, что нейросетевой фильтр и фильтр Винера понижают вероятность битовой ошибки до нуля уже при  $-5 E_b/N_0$ , но при более низком отношении сигнала к шуму нейросетевой фильтр понижает вероятность битовой ошибки на большее значение, чем фильтр Винера.

### Выводы

Для всех изначальных ОСШ алгоритм шумоподавления, использующий NsNet [4], достигает большего конечного ОСШ, чем фильтр Винера [2], при этом вероятность битовой ошибки при нейросетевом фильтре оказывается ниже, чем при использовании фильтра Винера.

Результаты исследования показывают, что оба метода повышают отношение сигнала к шуму, при этом понижая вероятность битовой ошибки. Нейросетевой фильтр показывает лучшие результаты по сравнению с Фильтром Винера, что особенно проявляется при начальном  $E_b/N_0$  в диапазоне от -20 до 0.

- [1] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – Москва: Советское радио, 1977, с. 608.
- [2] Васильев К.К. // Вестник УлГТУ. 2016. № 1. С. 73.
- [3] Выдрин Д.Ф., Абзалилова Ю.Р., Вдовин А.К. // Теория и практика современной науки. 2017. № 2. С. 20.
- [4] Yangyang Xia, Sebastian Braun, Chandan K. A. Reddy, Harishchandra Dubey, Ross Culter, Ivan Tashev. Weighted speech distortion losses for neural-network-based real-time speech enhancement, 2020.

## УПРАВЛЯЕМЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЭКВИВАЛЕНТ МОЩНОГО НИЗКОЧАСТОТНОГО ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО АНАЛОГА ИНДУКТИВНОСТИ

А.К. Бритенков<sup>1, 2)</sup>, С.Б. Захаров<sup>2)</sup>, Р.В. Травин<sup>1, 2)</sup>

<sup>1)</sup> ИПФ РАН

<sup>2)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского

### *Введение*

Во многих приложениях гидро- и сейсмоакустики необходимо использование мощных низкочастотных гидроакустических излучателей (НЧИ), излучающих акустическую мощность на уровне сотен и тысяч Вт. Для корректной настройки и согласования систем возбуждения с НЧИ используются их электрические эквиваленты, удовлетворяющие ряду противоречивых условий. Одной из особенностей использования электрических эквивалентов является реализация перестройки эквивалента по частоте во время имитации излучения. В докладе изложены основные технические проблемы разработки подобных эквивалентов мощных НЧИ, а также рассмотрен перспективный вариант реализации управляемого электрического эквивалента на базе электрического аналога индуктивности.

### *Проблемы разработки электрических эквивалентов*

Электрические эквиваленты мощных гидроакустических излучателей применяются в первую очередь для настройки излучающей системы на номинальной мощности при отсутствии возможности подключения гидроакустического излучателя, расположенного под водой на рабочей глубине. Кроме того, с учётом сходства импедансных характеристик НЧИ и его эквивалента, электрический эквивалент используется для настройки согласования НЧИ и системы возбуждения, поскольку согласование является определяющим фактором оптимального режима работы мощного излучающего гидроакустического комплекса. Уровень создаваемого излучателем звукового давления при заданной чувствительности накладывает особые требования на устройство электрических эквивалентов мощных низкочастотных пьезоэлектрических преобразователей [1]. Кроме того, большинство НЧИ имеют сложные импедансные спектры [2], обусловленные наличием как механических, так и электрических резонансов и колебаний конструктивных элементов, а зависимость резонансной частоты преобразователя от глубины требует перестройки и резонансной частоты эквивалента.

Зачастую для настройки систем возбуждения в рабочей полосе частот используются схема замещения излучателя в виде последовательного колебательного контура с параллельно включённой статической ёмкостью активного пьезоэлектрического элемента [3]. Однако из-за многообразия физических процессов, происходящих при преобразовании электрической энергии сигнала в механические колебания окружающей среды, гидроакустический преобразователь, строго говоря, не сводится к эквивалентной схеме в виде обобщенного электрического контура с одной резонансной (рабочей) полосой частот. Следовательно, для реализации подобных излучателей логично использовать несколько независимых колебательных контуров в совокупности с разделительными трансформаторами, как это предложено в патенте [4].

Рассматривая возможность перестройки частоты и изменения активного сопротивления эквивалентной схемы непосредственно в процессе имитации излучения гидроакустических сигналов, нужно заметить, что общепринятых способов на текущий момент не существует, как и нет публикаций в открытой печати о тенденциях решения данной проблемы. Так в работе [5] говорится об использовании управляемых эквивалентов электрической нагрузки для повышения эффективности проведения входного контроля источников вторичного электропитания, а в статье [6] предложено схемотехническое решение устройства, имитирующего входной импеданс головки громкоговорителя, помещаемой в различные виды акустического оформления, приведены результаты моделирования отдельных частей устройства. В патенте [7] приведен универсальный электрический эквивалент громкоговорителя, использование которого позволяет расширить имитационные возможности устройства. Сложность решения описанной проблемы перестройки электрического эквивалента связана с высокими уровнями действующих напряжений и токов в электрической схеме замещения мощного НЧИ, а также с ограничениями на параметры существующей элементной базы электронных компонентов.

#### *Моделирование схемы замещения НЧИ на основе гиратора*

Для проверки соответствия параметров двухполосной схемы электрического эквивалента и определения возможности управления параметрами основного резонанса НЧИ проведено моделирование схемы замещения и оценка максимальных значений тока и напряжения в цепи эквивалента, реализованного с использованием схемы электрического аналога индуктивности (гиратора) [8]. Гиратор, входящий в схему замещения НЧИ, выполнен по типовой схеме на базе операционного усилителя (ОУ) с коэффициентом усиления по напряжению около  $5 \times 10^4$ .

Использованная схема замещения показала возможность перестройки резонансной частоты (имитация дрейфа резонансной частоты НЧИ) путём вариации сопротивления резистивных элементов непосредственно в самой схеме гиратора. Импедансные характеристики подобного эквивалента в рабочем диапазоне частот имеют качественное сходство с реальными параметрами мощных НЧИ, измеренными во время натуральных испытаний. Тем не менее, выявились и недостатки данного схемотехнического решения, в частности, уровень тока на выходе ОУ значительно превышал предел, допустимый для существующих ОУ (например К140УД8А, К140УД22Б).

С учётом введения в схему дополнительного буферного каскада (усилителя мощности) с использованием современной элементной базы, получены параметры схемы гиратора и коэффициент трансформации понижающего трансформатора для сборки макета электрического эквивалента. Для предварительной проверки моделирования схемотехнического решения и оценки практической реализуемости эквивалента представлен один колебательный контур с целью исследования импедансных характеристик в полосе частот основного резонанса (рис. 1).

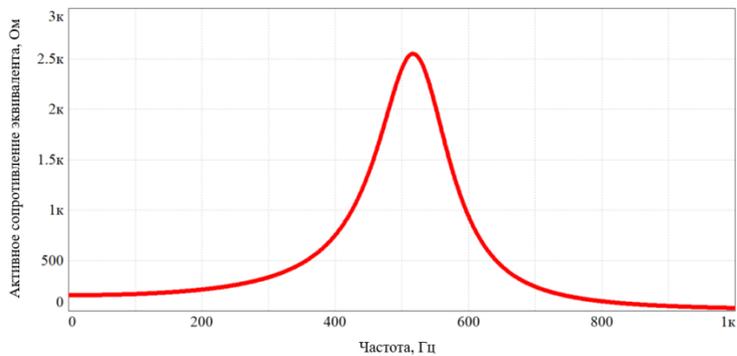


Рис. 1

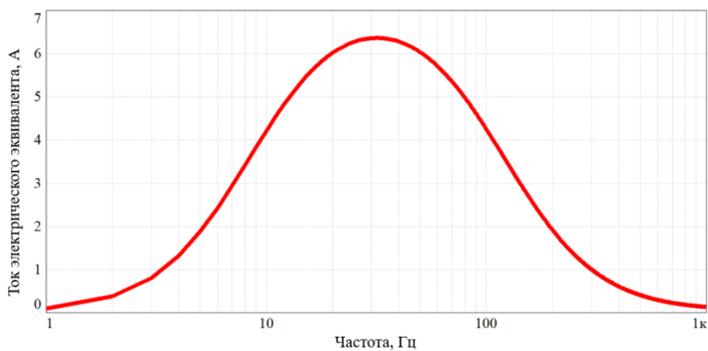


Рис. 2

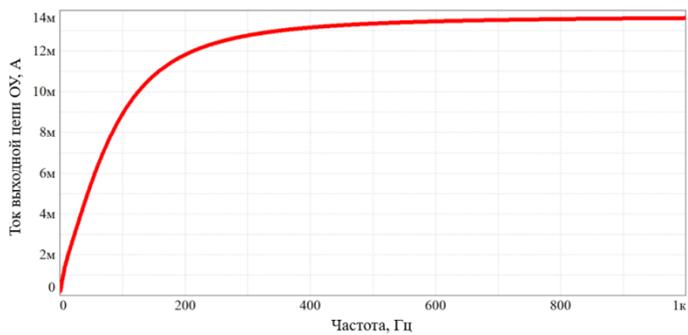


Рис. 3

При амплитуде входного напряжения до 1,0 кВ от системы возбуждения на эквиваленте НЧИ амплитуда тока после понижающего трансформатора в цепи гиратора в рабочей полосе почти достигает 7 А (рис. 2). Ввиду компенсации входного тока гиратора и тока петли отрицательной обратной связи, ток на инвертирующем входе ОУ не превышает диапазона допустимых значений для серийно выпускаемых ОУ. Входной ток модели такого электрического эквивалента значительно превышает величину тока, допустимую для управляемого эквивалента, выполненного по схеме «классического» гиратора, что связано в основном с уменьшением номиналов резистивных элементов, как в первичной цепи понижающего развязывающего трансформатора, так и непосредственно в цепи гиратора.

С учётом максимального значения тока выходной цепи ОУ гиратора, не превышающего 14 мА (как правило, предельные значения выходного тока типовых ОУ, подходящих для использования в рамках текущей задачи по совокупности характеристик, составляют 1-20 мА, однако в специализированных ОУ могут достигать 10-20 А [9, 10]), уровень электрического сигнала на входах ОУ находится практически на уровне его собственных шумов, что позволяет использовать широкий спектр существующих ОУ для реализации подобных эквивалентов.

### *Заключение*

Расчёты показали, что электрический эквивалент на основе гиратора позволяет успешно производить моделирование и настройку мощных систем со сложными импедансными спектрами. Предложенная техническая реализация позволяет обойти ограничения по токам и напряжениям схемы «классического» гиратора на ОУ. Полученные результаты могут быть использованы в различных практических приложениях гидроакустики после апробации на макете.

- [1] Свердлин Г.М. Прикладная гидроакустика. – Л.: Судостроение, 1980, 262 с.
- [2] Александров В.А., Майоров В.А., Басов В.В. // В кн.: Тр. XIV Всеросс. конф. «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики» (ГА-2018). – Санкт-Петербург, 2018. С. 114.
- [3] Бритенков А.К., Боголюбов Б.Н., Фарфель В.А., Смирнов С.Ю., Кушнерёв Д.Н., Круглов Н.И. // Радиотехника. 2019. Т. 5, № 6. С. 129.
- [4] Бритенков А.К., Боголюбов Б.Н., Смирнов С.Ю., Круглов Н.Ю., Кушнерёв Д.Н. // Патент RU 2726222. Заявка № 073945. Рег. № 2019137455. Дата подачи заявки 20.11.2019.
- [5] Демокидов А.Р. // В кн: Гагаринские чтения – 2022. Сборник тезисов работ международной молодёжной научной конференции XLVIII. – Москва: Изд-во «Перо», 2022. С. 295.
- [6] Тихонова Л.С. // Мир техники и кино. 2023. Т. 17, № 1. С. 19.
- [7] Тихонова Л.С. // Патент на изобретение RU 2759317 С1, 11.11.2021. Заявка № 2021102963 от 08.02.2021.
- [8] Бритенков А.К., Захаров С.Б., Травин Р.В. // В сборнике: Труды XXVIII научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2024. С. 243.
- [9] Волович Г. И. // – М.: Додэка-XXI, 2011. С. 160.
- [10] Достал. И. // Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. С. 484.

## КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

А.В. Пискунов, А.И. Энверов

*Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны*

Существенную роль в современных вооруженных конфликтах и, в том числе, в специальной военной операции играет радиоэлектронная борьба (РЭБ). Противостояние между подавляемой и подавляющей радиотехнической системой характеризуется помехозащищенностью, составной частью которой является скрытность – способность противостоять обнаружению и измерению параметров сигналов [1].

В современных радиолокационных станциях (РЛС) широко применяется цифровое формирование и обработка сигналов. Это позволяет формировать сложные сигналы с угловой манипуляцией, обеспечивающие высокие разрешающие способности по дальности и скорости. При этом, для эффективной постановки помех РЛС необходимо скрыть вид угловой модуляции зондирующего сигнала (ЗС).

Целью приведенного в статье исследования является оценка возможности качественного определения вида угловой модуляции широкополосных ЗС, применяемых в современных РЛС, с помощью комплексирования методов технического анализа.

В настоящее время известно достаточно много методов технического анализа сложных сигналов в условиях априорной неопределенности их структуры. Среди перспективных методов определения вида модуляции можно выделить: метод удвоения частоты (умножения полной фазы), автокорреляционный метод, метод с использованием моментов высокого порядка, метод разности мгновенных фаз между отсчетами сигнала и другие [2].

Среди перечисленных высокой помехоустойчивостью обладает метод умножения полной фазы и автокорреляционный метод, хотя каждый из них имеет недостатки. Так метод умножения полной фазы не способен разделить виды сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и частотной манипуляцией (ЧМн) ввиду расширения их спектра при удвоении частоты, а автокорреляционный метод не может разделить фазовую манипуляцию (ФМн) и ЧМн ввиду схожести структуры выходных сигналов коррелятора при этих видах манипуляции. Совместное же использование этих методов позволит решить задачу выделения из ансамбля анализируемых сигналов сигналов с угловой манипуляцией и разделить их по виду манипуляции на частотно и фазоманипулированные, так как недостатки каждого из методов компенсируются возможностями другого. Эффективность решения задачи целесообразно оценивать через вероятность правильного вскрытия вида манипуляции.

Сначала методом умножения полной фазы сигналы разделяются на три группы: немодулированные (НМ), ФМн сигналы и сигналы, имеющие частотную модуляцию (ЧМ). Для сигналов с ЧМ осуществляется дополнительное разделение на ЛЧМ и ЧМн радиоимпульсы (РИ) автокорреляционным методом.

Для подтверждения вышеизложенного был проведен статистический эксперимент по определению вида модуляции сигналов с помощью метода умножения полной фазы для различных отношений сигнал/шум. В качестве разделяющего признака  $R_{\Pi}$  для различных структур сигналов было выбрано отношение ширины спектра сигнала на основной и удвоенной частотах. В качестве исследуемых сигналов были взяты

немодулированный РИ, ЛЧМ РИ, ФМн РИ и четырехчастотный ЧМн РИ. Все сложные сигналы имели одинаковую ширину спектра. Результаты статистического эксперимента для определения вида модуляции ЛЧМ, ФМн и ЧМн РИ приведены на рис. 1–3. На рис. 1 приведена зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЛЧМ РИ к ЧМ, НМ, ФМн от отношения сигнал/шум.

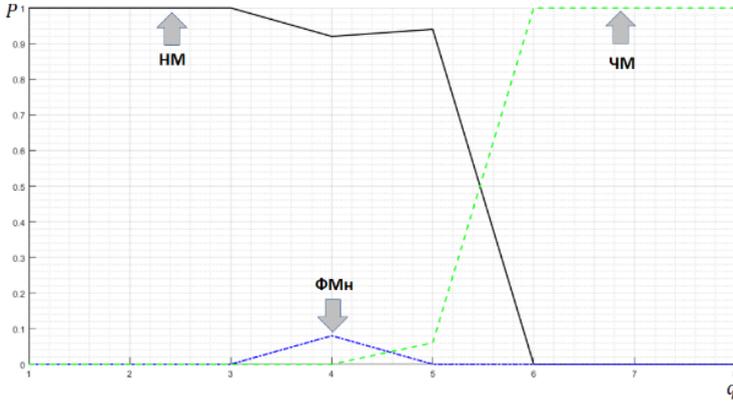


Рис. 1

На рис. 2 и 3 приведены зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЧМн РИ и ФМн РИ к ЧМ, НМ, ФМн от отношения сигнал/шум соответственно.

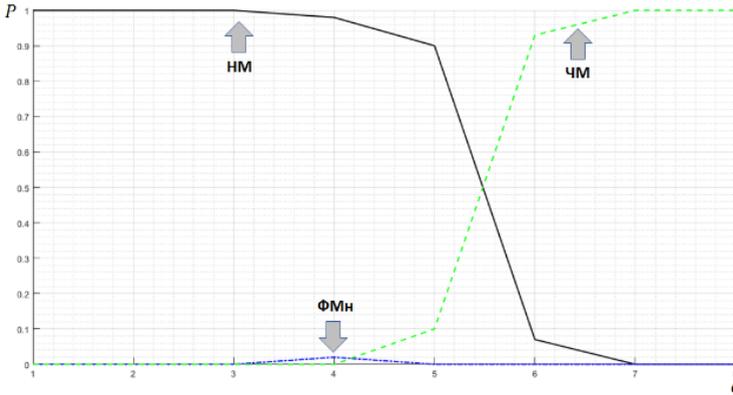


Рис. 2

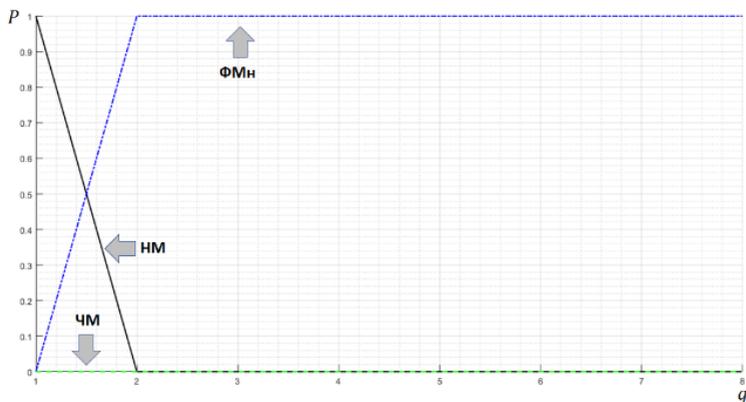


Рис. 3

Анализ графиков 1–3 показывает, что при отношении сигнал/шум равном 7 методом умножения полной фазы можно распознать вид модуляции исследуемых сигналов с вероятностью близкой к единице, при этом метод не разделяет виды частотной модуляции.

Для разделения видов частотной модуляции дополнительно был проведен статистический эксперимент с применением автокорреляционного метода. В качестве разделяющего признака для различных структур сигналов была выбрано ширина амплитудно-частотного спектра (АЧС) выходного сигнала коррелятора и его положение на частотной оси. На вход автокоррелятора подавались ЛЧМ и четырехчастотный ЧМн РИ с одинаковой шириной спектра. Результаты статистического эксперимента приведены на рис. 4 и 5. Так, на рис. 4 представлена зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЧМн РИ к ЧМн и ЛЧМ от отношения сигнал/шум, а на рис. 5 – зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЛЧМ РИ к ЧМн и ЛЧМ от отношения сигнал/шум.

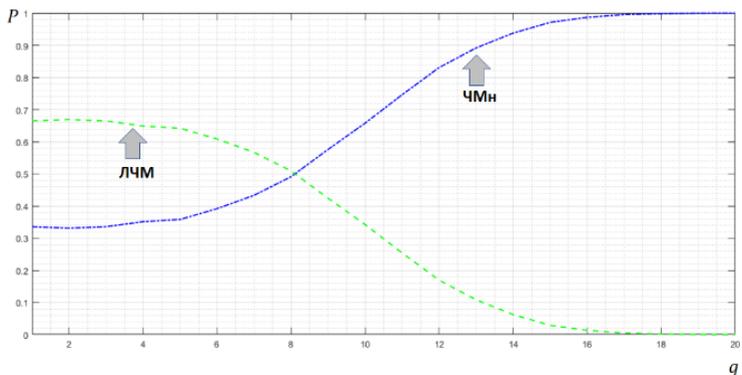


Рис. 4

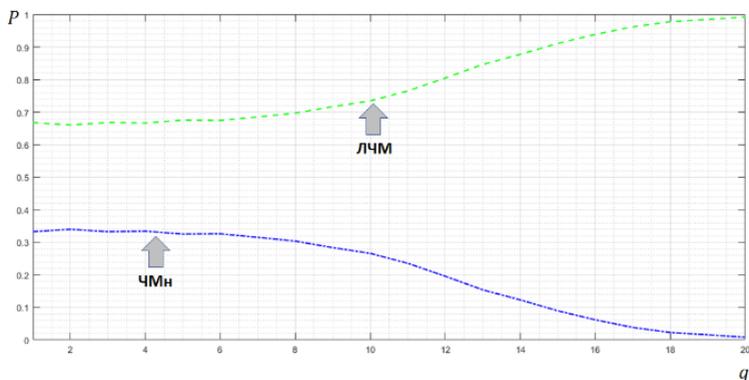


Рис. 5

Анализ рис. 4 и 5 показывает, что при отношении сигнал/шум равном 14 автокорреляционным методом с вероятностью близкой к единице можно разделить линейную частотную модуляцию и частотную манипуляцию.

### **Выводы**

1. Для повышения качества определения наличия и вида угловой модуляции ЗС возможно применять комплексирование методов.
2. Предлагаемое сочетание метода умножения полной фазы и автокорреляционного метода позволяет с достаточно высокой достоверностью решить задачу селекции сигналов с угловой манипуляцией и разделить их по виду манипуляции на частотно и фазоманипулированные.

- [1] Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиозлектронная борьба. Основы теории. – М.: Вузовская книга, 2015, 800 с.
- [2] Андронов С.И., Коротков В.А., Уткин В.В., Чеботарь И.В. Технический анализ сигналов РТС. Принципы построения устройств анализа сложных сигналов. Учебное пособие, часть 2. – Череповец: ВА МО РФ (филиал, г. Череповец, Вологодская область), 2012, 98 с.
- [3] Пискунов А.В., Лаврентьев А.М. Радиотехнические системы обнаружения и сопровождения целей. Анализ и оптимизация радиотехнических систем: учебное пособие. – Ярославль: ЯВВУ ПВО, 2016, 152 с.

## МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ РЕШАЮЩЕЙ СТАТИСТИКИ СЕЛЕКЦИИ ЭХО-СИГНАЛОВ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ РЕТРАНСЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ

М.Г. Корягин, С.В. Лисейцев

*Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны*

Опыт проведения локальных войн и вооруженных конфликтов свидетельствует, что для эффективного подавления системы противовоздушной обороны, противник наносит комбинированные ракетные удары с применением различных средств поражения, в том числе автономных ложных воздушных целей (АЛВЦ). АЛВЦ, например, ADM-160B MALD, способен создавать ретранслированные помехи (РП) и предназначается для того, чтобы вынудить систему противовоздушной обороны противника отреагировать на нее, раскрыв местоположение радиолокационных средств [1-3].

Воздействие на радиолокационную станцию (РЛС) РП может привести к перегрузке систем целераспределения, снижению достоверности предоставляемой радиолокационной информации обеспечивающим подразделениям и, как следствие, к увеличению вероятности ложной тревоги  $F_{лт}$  и пропуска цели  $P_{пр}$ , что обусловлено недостаточной эффективностью систем защиты РЛС [2, 4, 5] или их отсутствием. В связи с этим возникает необходимость повышения помехозащищенности РЛС.

Вследствие подobia сигналов подавляемой РЛС и РП во временной и частотных областях возможности по селекции целевых эхо-сигналов (ЭС) на фоне помеховых с использованием классических согласованных устройств ограничены. Вместе с тем, формирование результирующего ЭС цели происходит «при участии» всей облучаемой поверхности произвольным значением ракурса относительно облучателя, локализацией вторичного излучения и его интерференционной обусловленностью [5, 6]. Таким образом, результирующий ЭС по длительности соизмерим с зондирующим сигналом (ЗС), но имеет отличия в амплитудно-фазовой структуре. РП указанных выше свойств и особенностей не имеет и способна воспроизводить временную структуру ЭС цели, но излучается антенной с фазовым центром, положение которого фиксировано.

Цель исследования – рассмотрение возможности определения наличия в ЭС цели ортогональных составляющих, для формирования решающей статистики селекции ЭС целей на фоне РП с использованием дополнительной фильтровой обработки.

Пусть колебание на входе приёмника является аддитивной смесью шума приёмного устройства и одного из двух типов сигналов:  $s_n(t) = s_0(t)$  – сигнал РП, представляющей копию ЗС  $s_0(t)$ , или сигнал  $s_{\Sigma\eta}(t)$ , отражённый от цели:

$$s_{\Sigma\eta}(t) = e^{j\varphi_\eta} \sum_{m=1}^{M_\eta} A_{m\eta} s_0(t - t_{3m\eta}) e^{j\omega_0(t - t_{3m\eta})}, \quad (1)$$

где  $\varphi_\eta$  – общая случайная начальная фаза эхо-сигнала;  $A_{m\eta}$ ,  $t_{3m\eta}$  – амплитуда и время запаздывания сигнала, отражённого от  $m$ -й блестящей точки цели с  $\eta$ -го ракурса;  $s_0(t)e^{j\omega_0(t)}$  – ЗС;  $\omega_0$  – несущая частота ЗС.

Математическое выражение частотного спектра сигнала, отражённого от одного рассеивающего элемента цели для простоты, представим без учёта общей случайной начальной фазы  $\varphi_\eta$

$$S_{1\eta}(\Omega) = A_{1\eta} e^{-j(\omega_0 + \Omega)t_{31\eta}} S_0(\Omega), \quad (2)$$

где  $S_0(\Omega)$  – частотный спектр ЗС;  $\Omega = \omega - \omega_0$ .

Частотный спектр результирующего ЭС от сложной цели, примет вид:

$$\begin{aligned} S_{\Sigma\eta}(\Omega) &= e^{j\varphi_\eta} \sum_{m=1}^{M_\eta} A_{m\eta} e^{-j(\omega_0 + \Omega)t_{3m\eta}} S_0(\Omega) = \\ &= e^{j\varphi_\eta} A_{1\eta} e^{-j(\omega_0 + \Omega)t_{31\eta}} S_0(\Omega) \left( 1 + \sum_{m=2}^{M_\eta} \frac{A_{m\eta}}{A_{1\eta}} e^{-j(\omega_0 + \Omega)(t_{3m\eta} - t_{31\eta})} \right) = \\ &= S_{1\eta}(\Omega) K_\eta(\Omega), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $K_\eta(\Omega)$  – интерференционный множитель, который можно записать в виде

$$K_\eta(\Omega) = e^{ln K_\eta(\Omega)} = e^{ln|K_\eta(\Omega)| + j \arg K_\eta(\Omega)}, \quad (4)$$

Запишем спектр результирующего ЭС цели [5], раскладывая логарифм интерференционного множителя, обусловленного наложением сигналов от отдельных рассеивающих элементов, в ряд по степеням разностной частоты  $\Omega^0, \Omega^1, \Omega^2, \dots$

$$\begin{aligned} S_{\Sigma\eta}(\Omega) &= S_0(\Omega) \exp \{ a_{0m\eta} + j b_{0m\eta} + (a_{1m\eta} + j b_{1m\eta}) \Omega + \\ &+ (a_{2m\eta} + j b_{2m\eta}) \Omega^2 + \dots \}. \end{aligned} \quad (5)$$

Коэффициенты разложения отражённых от цели сигналов при наличии априорных данных о распределении их значений для целей различных классов могут использоваться для отождествления ЭС. Однако зачастую существует априорная неопределенность относительно общей начальной фазы, амплитуды и времени запаздывания отражённого сигнала. При этих условиях статистика распределения коэффициентов разложения  $a_{0m\eta}, b_{0m\eta}, b_{1m\eta}$  для сигналов, как целевых, так и РП, становится одинаковой, и поэтому эти параметры не несут полезной для селекции информации.

Благодаря понятному физическому смыслу коэффициентов разложения функции от интерференционного множителя, рассмотренная система базисных функций может быть использована для синтеза устройства селекции эхо-сигналов целей на фоне РП. Недостатками такой системы являются: сложность практического определения коэффициентов разложения интерференционного множителя и то, что они не являются ортогональными. Одним из возможных путей устранения этих недостатков, при выявлении амплитудно- и фазочастотных искажений в принятом сигнале, является разложение принимаемой реализации по произвольной совокупности ортогональных детерминированных функций, для определения наличия или отсутствия в ней составляющих, ортогональных по отношению к ЗС.

Построим в частотной области систему ортонормированных с весом  $S_0(\Omega)$  функций:

$S_0(\Omega), \Omega S_0(\Omega), \Omega^2 S_0(\Omega), \dots$ ,

Используя процедуру Грамма-Шмидта, ортогонализуем их:

первая функция –  $V_0(\Omega) = S_0(\Omega)$ ;

вторая функция –  $V_1(\Omega) = \Omega S_0(\Omega)$ ;

третья функция –  $V_2(\Omega) = \Omega^2 S_0(\Omega) - \overline{\Omega^2}$  и т.д.

Эти функции при симметричной функции  $S_0(\Omega)$  ортогональны.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Omega S_0(\Omega) S_0^*(\Omega) d\Omega = 0,$$

где  $\overline{\Omega^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |S_0(\Omega)|^2 d\Omega$ .

Далее пронормируем эти функции и получим ортонормированную систему:

$$V'_0(\Omega) = \frac{V_0(\Omega)}{\|V_0(\Omega)\|} = \frac{1}{\sqrt{\mathcal{E}_0}} S_0(\Omega) + (a_{2m\eta} + jb_{2m\eta}) \Omega^2 + \dots \quad (6)$$

$$V'_1(\Omega) = \frac{V_1(\Omega)}{\|V_1(\Omega)\|} = \frac{\Omega}{\sqrt{\overline{\Omega^2}}} S_0(\Omega) \quad (7)$$

$$V'_2(\Omega) = \frac{V_2(\Omega)}{\|V_2(\Omega)\|} = \frac{\Omega^2 - \overline{\Omega^2}}{\sqrt{(\Omega^2 - \overline{\Omega^2})^2}} S_0(\Omega). \quad (8)$$

Эти функции представляют собой фильтры с полученными комплексными амплитудно-частотными характеристиками (рис. 1). При этом импульсные характеристики фильтров ортогональны.

При поступлении на вход устройства обработки, содержащего фильтры с АЧХ вида (6–8), реализации в виде аддитивной суммы ожидаемого сигнала от цели одного из двух типов и помехи на его выходах выработаются напряжения, пропорциональные энергиям ортогональных составляющих входного сигнала.

Значение максимума огибающей напряжения с выхода фильтра (6) пропорционально энергии составляющей входной реализации, связанной с образом зондирующего сигнала.

Значения огибающих напряжений с выходов фильтров, имеющих ортогональные частотные характеристики (7, 8), в момент времени, соответствующий максимуму огибающей напряжения с выхода основного канала, пропорциональны энергии сложного сигнала от цели.

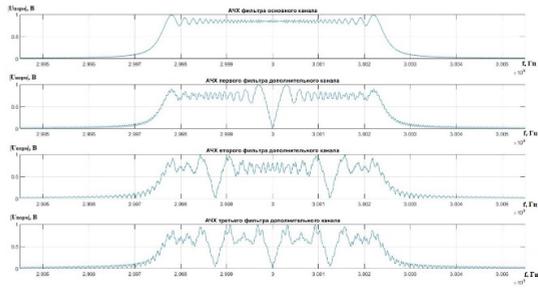


Рис. 1

В соответствии с выбранным подходом различения сигналов методика формирования решающей статистики, для селекции ЭС целей на фоне РП, должна включать следующую последовательность действий:

1. Обработка принятой реализации в основном фильтре, согласованном с зондирующим сигналом, и в дополнительных фильтрах с ортогональными частотными характеристиками.
2. Амплитудное детектирование сигналов с выходов фильтров.
3. Определение максимума огибающей напряжения с выхода основного канала.
4. Определение значений огибающих напряжений с выходов дополнительных каналов в момент времени, соответствующий максимуму огибающей напряжения с выхода основного канала.
5. В случае принятия решения о наличии цели значение максимума огибающей напряжения с выхода основного канала и соответствующие ему во времени значения огибающих напряжений с выходов дополнительных каналов поступают на решающее устройство для отождествления (селекции) сигналов.

Таким образом, в условиях обнаружения эхо-сигналов целей на фоне РП, воздействующих на РЛС параметры амплитудно-фазовой структуры отражённых сигналов, определяемые в результате разложения их спектров по системам ортогональных функций, которые могут быть произведены по результатам дополнительной обработки принимаемых реализаций, могут служить признаками для селекции ЭС целей на фоне РП.

- [1] Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. – Москва: Радиотехника, 2008, 416 с.
- [2] Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Основа теории. 2-е изд. – Москва: Вузовская книга, 2015, 800 с.
- [3] Евграфов В.Г. // Зарубежное военное обозрение. 2011. № 2. С. 60.
- [4] Максимов М.В., Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. [и др.] Защита от радиопомех. – Москва: Сов. радио, 1976, 496 с.
- [5] Васин В.А. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие / под ред. Фёдорова И.Б. 3-е изд. перераб. и доп. – Москва: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011, 846 с.
- [6] Пономарев В.И., Шварко Ю.В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиолокаторах с рассеянием / под ред. Фальковича С.Е. – Москва: Радио и связь, 1989, 296 с.
- [7] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Ширмана Я.Д. – Москва: Радиотехника, 2007, 512 с.

## **ВОЗМОЖНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБЗОРА И ЦЕЛЕУКАЗАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЫНОСНЫХ ПАССИВНЫХ МОДУЛЕЙ**

**А.М. Лаврентьев, К.Е. Кузнецов, Ф.Д. Шука**

*Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны*

В современных вооруженных конфликтах противник преследует цель нанесения максимального ущерба атакуемым объектам в минимально короткие сроки. Для этого противник стремится нарастить количество средств воздушного нападения в налете, тем самым делая его высокоплотным (массированным). Однако, успешное выполнение противником боевой задачи затруднительно при постоянно действующей системе противовоздушной обороны (ПВО). Для преодоления системы ПВО противник применяет различные приемы и способы. Среди них наибольшей эффективностью обладает массированный налет малоскоростных целей на малых и предельно малых высотах. Задачу обнаружения указанных целей современными и перспективными радиолокационными станциями обнаружения и целеуказания (РЛСОЦУ), которые в свою очередь зачастую являются единственным источником радиолокационной информации для зенитных ракетных комплексов, существенно затрудняют пассивные помехи (ПП), представленные многочисленными отражениями зондирующего сигнала от подстилающей поверхности и местных предметов. Для эффективного парирования массированного удара малоскоростных целей на малых и предельно малых высотах в условиях многочисленных ПП, РЛСОЦУ должна обладать высокой пропускной способностью, а также возможностью обнаружения таких целей в тактически важной ближней зоне обзора.

Целью данной статьи является анализ возможности использования выносных пассивных модулей (ВПМ) для обнаружения малоскоростных целей в ближней зоне РЛСОЦУ на фоне ПП.

В штатных режимах обзора современных образцов РЛСОЦУ традиционно реализованы режимы последовательного раздельного просмотра разрешаемых угловых направлений и в каждом из них двух-трех участков контролируемой дистанции с использованием трех-восьми независимых циклов зондирования. При этом энергия зондирующих сигналов в каждом цикле зондирования расходуется на обзор только ограниченного участка контролируемой дистанции в отсутствие возможностей накопления энергии эхо-сигналов целей, сформированных во всех циклах зондирования, независимо от их удаления от РЛСОЦУ.

Ключевым аргументом возможного совершенствования режимов обзора является то, что расходуемый время-энергетический ресурс (ВЭР) недостаточен для просмотра всей обозреваемой дистанции. Однако в штатных режимах обзора, приходится дополнительно расходовать значительную долю располагаемого ВЭР на обзор ближних зон. Во время осуществления просмотра дальней зоны в РЛСОЦУ приемное устройство бланкируется и потенциальные цели из ближней зоны не обнаруживаются, в том числе малоскоростные на фоне ПП от подстилающей поверхности и местных предметов. Совершенствование режимов обзора за счет более рационального использования ВЭР РЛСОЦУ ориентированно на повышение скорости обзора воздушного пространства.

В основе рассматриваемого решения лежит возможность функционального комплексования активного радиолокационного модуля (АРЛМ) РЛСОЦУ и ВПМ в единый многопозиционный радиолокационный комплекс (МПРЛК). МПРЛК – несколько разнесенных на местности передающих, приемных или приемопередающих позиций, осуществляющих согласованное по времени и пространству облучение целей, прием и обработку отраженных сигналов или собственного излучения целей [1]. В такой системе при помощи ВПМ будет осуществляться прием эхо-сигналов, отраженных от целей в ближней зоне обзора для их обнаружения на фоне ПП. В ситуации, описываемой в данной статье ВПМ предлагается использовать для реализации:

- взамен последовательного – параллельно-последовательного метода обзора по дальности и угловым координатам в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации;
- взамен последовательного раздельного просмотра двух-трех участков обзореваемой дистанции – их совместного обзора при однократном её зондировании.

Угломерно-эллиптический метод позволяет определить местоположения цели в пространстве путем измерения угловых координат цели относительно приемного пункта и вычисления суммы расстояний от передатчика до цели и от цели до приемника [1].

Для решения такой задачи достаточно иметь бистатическую РЛС. Сумма расстояний  $r_1 + r_2 = r_\Sigma$  определяется путем измерения времени запаздывания  $t_{\text{зап}\Sigma}$ . По измеренному расстоянию  $r_\Sigma$  можно найти дальность  $r_1$  относительно приемного пункта:

$$r_1 = \frac{r_\Sigma^2 - d^2}{2(r_\Sigma - d \cos \gamma)}, \quad (1)$$

где  $\gamma = \arccos(\cos \beta \cdot \cos \varepsilon)$  угол, рассчитываемый по измеренному азимуту  $\beta$  и углу моста  $\varepsilon$  цели [1].

Возможность обзора ближней зоны в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации, требует оснащения ВПМ фазированной антенной решеткой (ФАР) с повышенным усилением и возможностью многолучевого цифрового диаграммообразования. При этом, обнаружение целей вне ближней зоны, производится штатно центральным АРЛМ РЛСОЦУ [3]. Иллюстрация принципа функционирования РЛСОЦУ в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации для просмотра ближней зоны поиска представлена на рисунке 1.

В отличие от зондирующих сигналов в штатных режимах обзора, адаптированных для работы на ограниченных участках дистанции, применяемые в режиме бистатической локации сигналы должны обеспечивать работоспособность в пределах всей обзореваемой дистанции, включая и возможность скоростной селекции целей.

Согласно рассматриваемой концепции построения и организации функционирования РЛСОЦУ, ее АРЛМ в каждом разрешаемом азимутальном направлении производит однократный цикл зондирования сигналом с нерегулярным периодом повторения  $T_{Pi}$  в составе не менее 6-8 идентичных радиоимпульсов с внутримпульсной линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ). Математическая модель такого зондирующего сигнала представлена выражением (3). Суммарная длительность и энергетическое наполнение

излучаемой АРЛМ импульсной серии должны быть достаточны для обнаружения целей на дальней границе зоны обнаружения.

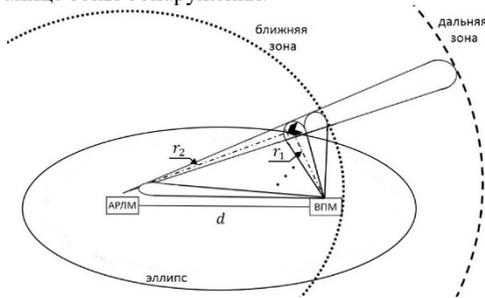


Рис. 1

Модель такого сигнала в среде Matlab представлена на рис. 2.



Рис. 2

$$S(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^{N_{\text{и}}} \operatorname{Rect}(t + T_{\text{п}i}) \right\} \cdot e^{-j(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \cdot e^{j\pi \frac{f_{\text{дев}}}{\tau_{\text{имп}}} t^2}, \quad (2)$$

где  $\operatorname{Rect}$  – модулирующая функция (обозначает прямоугольный импульс единичной высоты с длительностью  $\tau_{\text{имп}}$ ;  $N_{\text{и}}$  – количество импульсов;  $T_{\text{п}i}$  – период повторения  $i$ -го импульса;  $f_{\text{дев}}$  – девиация частоты импульса;  $f_0$  – несущая частота;  $\varphi_0$  – начальная фаза.

Характерный для методов приёма и обработки многоимпульсных пачечных сигналов недостаток, обусловленный существованием слепых участков дальности и скорости, устраняется за счет:

- привлечения ВПМ для обзора ближней зоны;
- оптимальным выбором характеристик, применяемых зондирующих пачечных сигналов с нерегулярной расстановкой импульсов;
- реализации методов адаптивной решетчатой фильтрации.

Приём, пространственная и время-частотная обработка целевых и помеховых сигналов в ближней зоне в данном случае производится ВПМ, что исключает фактор существования для АРЛМ РЛСОЦУ не просматриваемых «слепых» дальностей вне ближней зоны обзора при бланкировании приёмников АРЛМ на время излучения

зондирующих посылок. Возможность «ослепления» зондирующими посылками радио-приёмных каналов ВПМ исключается благодаря соблюдению ряда условий:

- многокилометрового (8-10 километров) пространственного разноса центрального АРЛМ и ВПМ;
- разориентации передающего и приёмных лучей АРЛМ и ВПМ, при которой точка стояния АРЛМ расположена в боковых лепестках диаграммы направленности (ДН) ВПМ и наоборот - точка стояния ВПМ расположена в боковых лепестках ДН АРЛМ;
- расположению ВПМ в «глубоком» приземном провале ДН АРЛМ на передачу, обусловленным интерференцией прямого и отраженного земной поверхностью излучения АРЛМ в точке стояния ВПМ;
- расположению АРЛМ в «глубоком» приземном провале приёмной ДН ФАР в составе ВПМ.

Таким образом, использование ВПМ для решения задач обзора тактически важной ближней зоны, обнаружения целей на фоне ПП, осуществления эффективной селекции движущихся целей (СДЦ) в пределах всей контролируемой дистанции и моноимпульсных измерений скорости движения обнаруживаемых целей является перспективным направлением при соблюдении ряда условий:

- реализации ВПМ синхронизированного с АРЛМ многолучевого просмотра ближней зоны обнаружения в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации с соблюдением требований их электромагнитной совместимости;
- оснащения ВПМ антенно-приемной подсистемой с многолучевым цифровым диаграммообразованием, которая по сравнению с ФАР в составе АРЛМ РЛСОЦУ обладает существенно меньшим коэффициентом усиления.
- обеспечения высокоточной пространственной и время-частотной привязки АРЛМ и ВПМ, а также привязки ориентации формируемых ими лучей ДН;
- реализации ВПМ эффективной СДЦ на фоне разнотипных ПП с использованием адаптивных устройств;
- применение в режиме полуактивного обзора взамен «коротких», «длинных» высокоэнергетических пачек зондирующих импульсов с нерегулярным периодом повторения.

Высвобождаемый ВЭР РЛСОЦУ целесообразно ориентировать на обеспечение односекундного темпа обновления радиолокационной информации по приоритетным целям, а также расширения возможностей противомеховой адаптации и обнаружения малозаметных целей.

- [1] Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы / под ред. проф. В.В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986, 264 с.
- [2] Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010, 144 с.

## **ПРОБЛЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИМИ РЛС ЗРК В УСЛОВИЯХ ИНТЕНСИВНЫХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ**

**Н.А. Немкин<sup>1)</sup>, С.А. Зайцев<sup>2)</sup>**

*<sup>1)</sup> Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны*

*<sup>2)</sup> ВУЦ при НИУ «МИЭТ»*

В современных войнах противник, руководствуясь стратегией асимметричной войны, предпринимает действия по использованию высокоточных ракет для обхода традиционных систем противовоздушной обороны (ПВО) и беспилотных летательных аппаратов (БпЛА). Превосходство в воздухе даёт нападающей стороне преимущество в любом бою. Гарантией существования суверенитета обороняющегося государства является наличие сильной системы ПВО, оснащённой самыми современными образцами вооружения. Анализ локальных войн и вооружённых конфликтов свидетельствует о том, что ведение боевых действий основывается не только на основополагающих принципах боевого применения, которыми руководствуется командование противника при планировании воздушных ударов и их проведении с целью завоевания господства в воздухе, но и на применении современных тактических приемов. Так, при нанесении ракетно-авиационных ударов по объектам инфраструктуры и позициям систем ПВО России в ходе специальной военной операции (СВО), воздушный противник широко применяет тактические приемы, направленные на снижение эффективности радиолокационного обнаружения. К таким приемам относятся применение специальных маневров: «горка», «змейка», «огибание рельефа местности на предельно малой высоте», «массированный налет различных типов целей», изменение направлений захода на цели (которые выбираются таким образом, чтобы минимизировать радиолокационный контроль радиолокационными станциями (РЛС) ВС РФ). [1]

Поэтому преодоление системы ПВО высокоточными ракетами и БпЛА будет производиться на малых и предельно малых высотах, с огибанием рельефа местности, используя полет на малых скоростях. Работа средств разведки ПВО по маловысотным целям будет обусловлена наличием интенсивных отраженных (от местных предметов) зондирующих сигналов, которые являются пассивной помехой (ПП) при работе этих средств.

Основными средствами разведки воздушного противника и управления зенитными управляемыми ракетами (ЗУР) современной ПВО являются импульсно-доплеровские радиолокационные станции (ИД РЛС). Для защиты от ПП в ИД РЛС применяется система селекции движущихся целей (СДЦ), которая осуществляет разделение полезных сигналов и мешающих отражений с учетом различия их спектральных характеристик.

Однако при работе системы СДЦ по целям, летящим с малыми радиальными скоростями, эффективность ее снижается. Это связано с тем, что отраженные сигналы от таких целей попадают в зону режекции (подавления) системы СДЦ – полезный сигнал может быть ошибочно отфильтрован, что может привести к пропуску целей. [2]

Наличие данного факта ставит под сомнение эффективность работы ИД РЛС в подобных сценариях.

Изложенное обусловило поставить цель, заключающуюся в анализе возможностей ИД РЛС, имеющихся на вооружении ВС РФ, на предмет их эффективности при работе в условиях современного противовоздушного боя. Для достижения цели необходимо оценить тактические приемы потенциального противника и изучить возможности импульсно-доплеровских РЛС, входящих в состав зенитных ракетных комплексов (ЗРК) ПВО.

Так ключевыми аспектами анализа становятся: технические характеристики ЗРК и их способность противодействовать конкретным типам целей. Для более глубокого разбора обратимся к принципам, положенным в основу построения некоторых ИД РЛС ЗРК.

- 1) Применение квазинепрерывного зондирующего сигнала (КНС) с высокой мощностью излучения.
- 2) Применение доплеровского метода непосредственного измерения скорости цели.
- 3) Применение оптимальной корреляционно-фильтровой обработки отраженных от целей сигналов, обеспечивающей высокий уровень отношения сигнал/шум.
- 4) Применение, в качестве общей приемно-передающей антенны, фазированной антенной решетки (ФАР) с узкой игольчатой диаграммой направленности и электрическим управлением лучом.

На основе указанных принципов в ИД РЛС часто применяется режим КНС. Режим КНС используется при работе по целям на фоне подстилающей поверхности и местных предметов. В связи с этим в рассматриваемых станциях реализована оптимальная обработка когерентной пачки радиоимпульсов. [3] Оптимальная обработка предполагает получение максимального отношения сигнал/шум и осуществляется в оптимальных приемниках. Для построения таких приемников необходимо знать структуру и характеристики отраженного сигнала. В ИД РЛС реализован принцип корреляционно-фильтровой обработки (КФО) принятого сигнала. Сущность принципа КФО заключается в вычислении корреляционного интеграла:

$$R(\tau) = \int U_c(t) \cdot U_{\text{гет}}(t - \tau) dt, \quad (1)$$

где  $U_c(t)$  – отраженный от цели сигнал;  $U_{\text{гет}}(t - \tau)$  – гетеродинное напряжение (ожидаемый сигнал или копия отраженного);  $\tau$  – рассогласование по времени между отраженным сигналом и гетеродинным напряжением.

В условиях отсутствия ПП, при работе по целям с радиальной составляющей скорости менее 30...40 м/сек, когда величина частоты Доплера мала, а частота полезного сигнала становится близка к частоте излученного, отраженный от цели сигнал вырезается режекторным фильтром. Поэтому при работе в режиме КНС обнаружение малоскоростных целей затруднено. [4]

Для исключения отрицательного влияния режекторных фильтров может быть применен специальный режим линейно-частотной модуляции (ЛЧМ). При включении режима ЛЧМ частота зондирующего сигнала изменяется по линейному закону в пределах длительности пачки. Отраженный сигнал изменяется по тому же закону, но задержан по времени на величину  $t_{\text{зап.}}$  и смещен по частоте на величину частоты Доплера цели  $F_{\text{Дц}}$ . В качестве гетеродинного напряжения используется сигнал повторяющий закон модуляции сигнала передатчика. При взаимодействии отраженного сигнала и гетеродинного напряжения происходит демодуляция сигнала цели на частоте, значение

которой зависит как от скорости, так и от дальности цели. Однозначная дальность до цели  $\hat{d}$  определяется выражением:

$$\hat{d} = \frac{c \cdot (\hat{\Delta F}_r - F_{\text{Д.ц}}^{\wedge})}{4 \cdot \beta}, \quad (2)$$

где  $c$  – скорость света;  $\hat{\Delta F}_r$  – оценка дальномерной частоты;  $F_{\text{Д.ц}}^{\wedge}$  – оценка частоты Доплера;  $\beta = \frac{\Delta f}{T_{\text{пач}}}$  – величина крутизны девиации частоты.

Оценка дальномерной частоты  $\hat{\Delta F}_r$  производится в следующем зондировании КНС с дополнительным вводом ЛЧМ:

$$\hat{\Delta F}_r = \frac{2 \cdot v_{\text{ц}} \cdot f_0}{c} \pm \frac{\Delta f \cdot t_{\text{зап}}}{T_{\text{пач}}}, \quad (3)$$

где  $v_{\text{ц}}$  – скорость цели;  $f_0$  – несущая частота зондирующего сигнала;  $t_{\text{зап}}$  – скорость света;  $\Delta f$  – девиация частоты зондирующего сигнала;  $T_{\text{пач}}$  – длительность сигнала;  $c$  – скорость света. Несущая частота зондирующего сигнала в пачке изменяется по линейному закону с крутизной  $\beta$  [5]

При уменьшении радиальной скорости до 35 м/с полезный сигнал приближается к области режекции, что требует включения режима ЛЧМ. На выходе первого смесителя частота сигнала изменяется скачком на величину  $\Delta F_r$ , пропорциональную дальности до цели.

После изменения знака частоты Доплера цели  $F_{\text{Д.ц}}$  (цель начинает удаляться) производится изменение знака девиации частоты для того, чтобы максимально удалить сигнал от области режекции.

Учет скачка и последующего изменения частоты сигнала в зависимости от дальности, для определения истинной скорости в этом режиме, осуществляют вычислительные средства ИД РЛС по начальным значениям частоты Доплера цели  $F_{\text{Д.ц}}$ , скорости цели  $v_{\text{ц}}$  и величины крутизны девиации частоты  $\beta$ .

Выключение режима ЛЧМ происходит при увеличении скорости цели до значения 43 м/с.

Таким образом, применение режима ЛЧМ позволяет вести работу по барражирующим целям с малой радиальной скоростью и малоскоростным целям. Так как ЛЧМ сигнал несет информацию о дальности до цели, то этот режим дает дополнительную возможность непосредственного ее измерения в ИД РЛС ЗРК. [6]

Однако эксплуатация рассматриваемого режима вблизи подстилающей поверхности осложняется воздействием интенсивных рассеянных сигналов, вызывающих насыщение приемного тракта широкополосными помехами и формирование ложных отметок на индикаторном устройстве.

Из изложенного ранее следует, что с помощью имеющихся режимов зондирования обеспечить требуемое качество обнаружения СВН, использующих специальные маневры, затруднительно. При этом, применение широкополосных сигналов, подбор параметров сигналов, возможность адаптивного варьирования параметрами системы СДЦ дает потенциал по оптимизации алгоритмов обработки эхо-сигналов целей в ИД

РЛС для повышения эффективности ее функционирования в современных условиях ведения противовоздушного боя.

Таким образом, при отражении ударов воздушного противника в некоторых тактических эпизодах возникает несоответствие в практике, заключающееся в необходимости гарантированного обнаружения и поражения атакующих объекты обороны низколетящих, маневрирующих, действующих в составе групп целей с одной стороны и ограниченным количеством видов зондирующих сигналов возможностями ИД РЛС ЗРК по наблюдению таких целей на фоне отражений от подстилающей поверхности.

Парирование данной угрозы может быть связано с разработкой метода селекции указанных типов целей, основанного на структурно-параметрической оптимизации имеющихся видов зондирующих сигналов ИД РЛС ЗРК и совершенствовании алгоритма обработки эхо-сигналов этих целей на фоне отражений от подстилающей поверхности.

- [1] Куприянов А.Ю. // Военная мысль. 2023. № 3. С. 12.
- [2] Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радиотехника, 2008. 432 с.
- [3] Гречкосеев А.К., Фомин А.Н. Радиолокационные системы ЗРК. – М., 2020. С. 112-120.
- [4] Сколник М.И. Справочник по радиолокации: В 2 т. – М.: Техносфера, 2014. Т. 1. 768 с.; Т. 2. 816 с.
- [5] Радиотехнические системы: Раздел 2. Помехозащищенность радиотехнических систем: учебное пособие / А. М. Лаврентьев, А. В. Пискунов, С. Н. Никифоров [и др.]; под ред. А. М. Лаврентьева; Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны. – Ярославль, 2021. 208 с.
- [6] Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. – СПб., 2019. С. 278.

## КОГЕРЕНТНОСТЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ПОСТОЯННЫМ УРОВНЕМ ФЛУКТУАЦИЙ АМПЛИТУДЫ

Е.В. Леговцова<sup>1)</sup>, В.В. Насонов<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского

<sup>2)</sup> Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

### **Введение**

В радиотехнических задачах понятие «когерентность» характеризует связь элементов одного и того же сигнала, определяя, тем самым, «жесткость» его структуры [1]. Когерентным является сигнал с закономерной фазовой структурой, то есть детерминированный сигнал, а некогерентным – шум (стохастический сигнал) или смесь детерминированного сигнала с шумом [2, 3]. При этом существуют сложные сигнально-помеховые ситуации, когда без точного (количественного) критерия оценка когерентных свойств сигнала становится весьма проблематичной, например, в случае флуктуаций параметров сигнала (амплитуды, частоты, фазы).

В работе [3] был предложен метод оценки степени когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы. Предложенная мера имеет универсальный характер и имеет ряд существенных достоинств по сравнению с известными методами, например, инвариантность относительно формы сигнала и возможность вычисления оценки на основе выборочной корреляционной матрицы сигнала при отсутствии априорных данных. В случае детерминированного сигнала показатель энтропии имеет минимально возможное нулевое значение, то есть детерминированный сигнал является полностью когерентным. В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами (собственный шум) показатель энтропии распределения энергии сигнала равен  $H = \ln(N)$  ( $N$  – длина выборки сигнала).

В работе [4] был проведён анализ степени когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров и рассматривались два случая для гауссовых флуктуаций с ограниченной дисперсией: флуктуации фазы и частоты. Было показано, что при увеличении отношения сигнал/шум минимальное значение энтропии будет стремиться не к нулю, как в случае детерминированного сигнала, а к некоторому постоянному значению, зависящему от статистических характеристик (параметров распределения) процесса.

Случай флуктуаций амплитуды сигнала будет аналогичен аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума, т.е. при увеличении отношения сигнал/шум показатель энтропии будет стремиться к нулю. Однако более интересной с практической точки зрения является случай с постоянным уровнем флуктуаций амплитуды.

### **Математическая модель оценки степени когерентности сигналов с флуктуациями амплитуды**

Рассмотрим математическую модель оценки степени когерентности сигналов с флуктуациями амплитуды на примере сигналов, принимаемых радиотехнической системой на фоне собственного шума. В дальнейшем, будем считать данный уровень

амплитудных флуктуаций постоянным (неизменным во времени), а также известным, который можно оценить (измерить) либо на этапе регулировки (калибровки) радиосистемы, либо в процессе её эксплуатации (адаптивно). При этом будем рассматривать только дискретные сигналы, образующие конечное множество отсчетов (чисел), которое для удобства анализа будем представлять в виде вектора столбца фиксированной размерности  $N$ . Это, например, может быть пачка импульсов (каждый импульс соответствует определенной компоненте вектора сигнала), совокупность выходных сигналов элементов антенной решетки, конечная реализация дискретизированного по времени процесса и т.д.

Пусть радиотехнической системой принимается сигнал, представляющий собой аддитивную смесь детерминированного сигнала, характеризующегося неслучайным вектором сигнала  $\mathbf{X}$ , и собственного шума приемного канала  $\mathbf{Z}$ , распределенного в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону [6]:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{Z}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{A}$  – амплитудный множитель, характеризующий уровень постоянных амплитудных флуктуаций,  $\mathbf{Z}$  – вектор шума с корреляционной матрицей  $\langle \mathbf{Z}\mathbf{Z}^* \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}$  ( $\mathbf{I}$  – единичная матрица, а  $\sigma^2$  – мощность каждой из компонент вектора  $\mathbf{Z}$ ,  $\langle \rangle$  – знак статистического усреднения), \* – знак эрмитова сопряжения.

При этом комплексная амплитуда принимаемого сигнала имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором [2]

$$\mathbf{X} = (e^{-j(fT)}, e^{-j(2fT)}, \dots, e^{-j(NfT)})^*, \quad (2)$$

где  $T$  – период следования импульсов;

$N$  – количество импульсов в принимаемой пачке сигналов;

$f$  – частота.

Корреляционная матрица (КМ) принимаемого детерминированного сигнала будет иметь вид [2]

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^* \rangle. \quad (3)$$

С учетом собственного шума единичной мощности КМ будет иметь вид:

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{R} + \mathbf{I}. \quad (4)$$

В соответствии с [3] показатель энтропии равен:

$$H = - \sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (5)$$

где  $\lambda_{0i} = \lambda_i / \text{Sp } \mathbf{\Phi}$  – нормированные собственные значения матрицы  $\mathbf{\Phi}$ ;  $\text{Sp } \mathbf{\Phi}$  – след (сумма диагональных элементов) матрицы  $\mathbf{\Phi}$ .

На практике точное значение корреляционной матрицы помехи, как правило, неизвестно и поэтому приходится использовать её оценку (максимально правдоподобную оценку), получаемую в соответствии с выражением [5]:

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{Y}(i) \mathbf{Y}^*(i), \quad (6)$$

где  $\mathbf{Y}(i)$  – вектор процесса, принимаемый в  $i$ -й момент времени, в соответствии с выражением (1);

$L$  – объём выборки, используемой для получения оценки корреляционной матрицы сигнала.

Будем считать, что амплитудный множитель  $\mathbf{A}$  представляет собой вектор шума, распределенного в общем случае по некоторому закону, с корреляционной матрицей  $\langle \mathbf{A} \mathbf{A}^* \rangle$  – знак статистического усреднения), \* – знак эрмитова сопряжения. Представим вектор  $\mathbf{A}$  в виде

$$\mathbf{A} = \mathbf{1} + \mathbf{Z}_p, \quad (7)$$

где  $\mathbf{Z}_p(\Sigma)$  – вектор шума с распределением  $P(\Sigma)$ ,  $\Sigma$  – вектор параметров распределения.  $\mathbf{Z}$  – вектор шума с корреляционной матрицей  $\langle \mathbf{Z} \mathbf{Z}^* \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}$  ( $\mathbf{I}$  – единичная матрица, а  $\sigma^2$  – мощность каждой из компонент вектора  $\mathbf{Z}$ ).

Рассмотрим общий случай, когда постоянные амплитудные флуктуации  $\mathbf{A}$  распределены по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением (СКО)  $\sigma_A$ .

Методом численного моделирования, в соответствии с выражением (1.5) получим значения энтропии для значений выборки  $N=5, L=25$  и  $N=10, L=50$  и различных значений СКО  $\sigma_A$ .

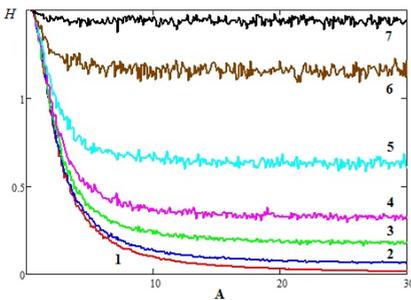


Рис. 1

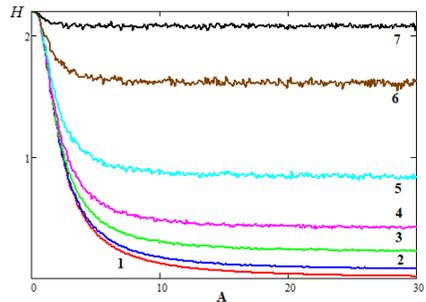


Рис. 2

Из рис. 1 и 2 видно, что при увеличении значений СКО  $\sigma_A$  значение энтропии стремится к значению  $\ln(N)$ , а при ОСШ  $q \rightarrow \infty$ , значение энтропии стремится к некоторому постоянному значению. Также можно видеть, что с увеличением параметров  $N$  и  $L$  характер поведения графиков энтропии не меняется.

Представляет интерес провести сравнение значений энтропии при амплитудных и фазовых флуктуациях с СКО  $\sigma_A$  и  $\sigma_\varphi$ .

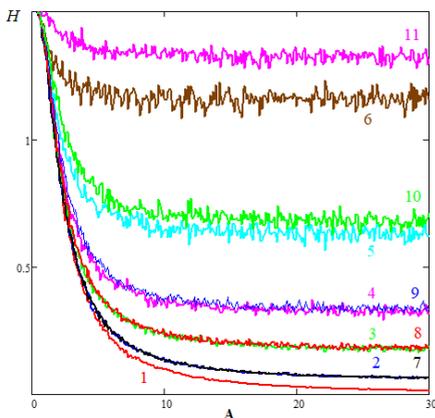


Рис. 3

(амплитудных, фазовых, частотных) может быть одинаковой. Это позволяет сравнивать процессы с различными видами и уровнями флуктуаций.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

Из графиков, приведенных на рисунке 3, видно, что при значении СКО  $\sigma_A = \sigma_\varphi \approx 0,5$  значения энтропии совпадают. При дальнейшем увеличении СКО, при равных значениях амплитудных и фазовых флуктуаций  $\sigma_A = \sigma_\varphi$ , энтропия процесса с фазовыми флуктуациями будет больше.

Таким образом, полученные результаты позволяют сделать важный вывод, что когерентность процессов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы с различным уровнем и видом флуктуаций

- [1] Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я. Д. Ширман [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
- [2] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
- [3] Михеев, П. В. Метод оценки когерентных свойств радиолокационных сигналов / П. В. Михеев // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 1. С. 82.
- [4] Оценка когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров / Е. С. Фитасов, И. Я. Орлов, Е. В. Леговцова, В. В. Насонов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.
- [5] Марпл–мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ. – М.: Мир, 1990. 547 с.

Секция «Радиофизические методы измерения  
и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 15 мая 2025 г.  
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.