

Труды XXVIII 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.

РЕАЛИЗАЦИЯ И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОДОВ N-НОЙ ДЛИНЫ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРКИ НА ЧЁТНОСТЬ (LDPC КОДЫ) С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМА “BIT FLIP”

Г.С. Алталаев, А.А. Адёркина

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Коды с малой плотностью проверок на четность коротко именуются как LDPC коды (Low-density parity-check) [1]. LDPC коды – это подкласс линейных блочных кодов, позволяющих получить отличную эффективность с относительно малыми вычислительными затратами на их декодирование. Данные коды были предложены Робертом Галлагером еще в 1963-ем году, но были забыты на сорок лет в связи со сложностью реализации алгоритмов их декодирования. Развитие цифровой техники привело к возрождению исследования в области LDPC кодов в конце 20-века [2]. Данные коды становятся востребованными в системах передачи данных, где требуется максимальная скорость передачи при ограниченной полосе частот. Применение методов итеративного декодирования к данным кодам позволяет практически вплотную приблизиться к пропускной способности канала при относительно небольшой сложности реализации, поэтому во многих стандартах различного рода данных (802.11n, 802.11ac, DVB-x2, 5G NR) LDPC коды рекомендованы для исправления ошибок.

В данной работе исследуется эффективность применения LDPC кодов с использованием алгоритма декодирования “Bit flip” [3], [4] с использованием 4-QAM модуляции. Рассматривались три задачи: изучить и реализовать LDPC код, оценить эффективность алгоритма “Bit flip” для декодирования LDPC кодов с использованием 4-QAM модуляции и анализ количества итераций, необходимых для успешного декодирования LDPC кодов для различных кодовых скоростей.

Математическое описание LDPC кодов

LDPC коды – это линейные блочные коды, для которых процедуру кодирования (encoding) можно представить в следующем матричном виде

$$\mathbf{c} = \mathbf{u}\mathbf{G}, \quad (1)$$

где \mathbf{c} – кодовая последовательность (кодовое слово), \mathbf{u} – информационная последовательность (информационное слово), \mathbf{G} – порождающая матрица размерности $k \times n$, где k – длина \mathbf{u} , n – длина \mathbf{c} .

Порождающая матрица – это матрица, которая позволяет сгенерировать кодовые слова в коде с исправлением ошибок. Она представляет собой матрицу, которая состоит из битовых комбинаций, которые являются кодовыми словами. Порождающая матрица позволяет сгенерировать все возможные кодовые слова, которые могут быть переданы по каналу связи.

Порождающая матрица линейного систематического кода имеет следующую форму

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I} \mid \mathbf{P}], \quad (2)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размерности $k \times k$, \mathbf{P} – матрица размерности $k \times (n-k)$.

Введем понятие проверочной матрицы: это такая матрица \mathbf{H} , которая позволяет проверить, содержит ли полученное слово ошибки, она представляет собой матрицу, которая состоит из битовых комбинаций, которые являются проверочными кодами. Порождающая и проверочные матрицы связаны следующим соотношением

$$\mathbf{GH}^T = \mathbf{0}. \quad (3)$$

Проверочная матрица систематического кода, как и порождающая матрица, имеет также определенный вид

$$\mathbf{H} = [-\mathbf{P}^T | \mathbf{I}]. \quad (4)$$

После прохождения через реальный канал передачи данных сигнал подвергается различным искажениям: многолучевому распространению, аддитивному шуму, частотно-временному замиранию и т. д., этот сигнал поступает на блок демодулятора, который преобразует принятый сигнал в кодовую последовательность \mathbf{r} , которая может содержать ошибки. При процедуре декодирования мы также вводим понятие синдрома

$$\mathbf{S} = \mathbf{rH}^T. \quad (5)$$

Но все выше описанное – это общие моменты для большинства блочных кодов. Особенность LDPC кодов заключается в том, что и определяет их как low-density: их матрицы проверки на четность \mathbf{H} должны быть разреженными (sparse), т.е. число ненулевых элементов $O(n)$, что является незначительным по отношению к общему числу элементов матрицы \mathbf{H} [5]. Данное ограничение существенно упрощает процедуру декодирования кодов. При рассмотрении LDPC кодов, мы ограничимся рассмотрением кодов, заданных над полем $GF(2)$.

Описание алгоритма “Bit flip”

1. Вычисляем синдром: $\mathbf{S} = \mathbf{rH}^T$. Если $\mathbf{S} = \mathbf{0}$, то процедура декодирования заканчивается.
2. Вычисляем некоторый вектор, как произведение синдрома на проверочную матрицу: $\mathbf{f} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{H}^T$, где \cdot – произведение во множестве целых чисел.
3. Инвертируются те значения \mathbf{r}_i , для которого $\mathbf{f}_i \geq \text{порог}$.
4. Вернуться к шагу 1.

Анализ эксперимента

На рис. 1 показана зависимость вероятности битовой ошибки (BER) от отношения энергии сигнала (E_b) к энергетической спектральной плотности шума (N_0) для различных кодовых скоростей. Для реализации была выбрана длина кодового слова 120 бит и было произведено 1000 усреднений.

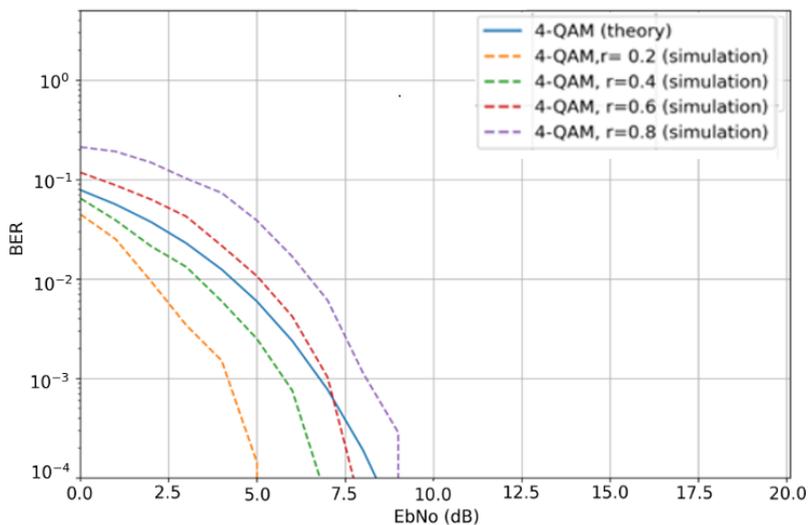


Рис. 1

По рис. 1 можем сделать следующие выводы:

1. Чем большую избыточность мы вносим в информационное слово, тем ниже BER.
2. Выигрыш = 3.3 дБ при $R = 0.2$ для 4-QAM при $BER = 10^{-4}$
Выигрыш = 1.6 дБ при $R = 0.4$ для 4-QAM при $BER = 10^{-4}$
Выигрыш = 0.7 дБ при $R = 0.6$ для 4-QAM при $BER = 10^{-4}$
Проигрыш = 0.8 дБ при $R = 0.8$ для 4-QAM при $BER = 10^{-4}$

На рис. 2 показана зависимость количества суммарных итераций от номера удачных декодирований для различных кодовых скоростей, длина кодового слова была выбрана 120 бит.

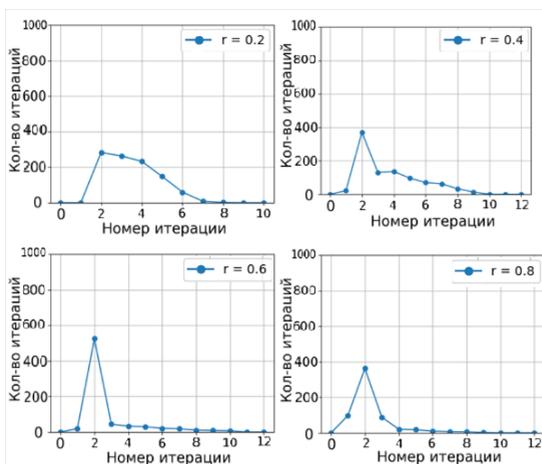


Рис. 2

По рис. 2 можем сделать следующие выводы:

1. По мере увеличения скорости кода появляется ярко выраженный пик, связанный с уменьшением размерности проверочной матрицы.
2. По мере увеличения скорости кода снижается вероятность корректного декодирования.

Заключение

Таким образом, в данной работе были представлены результаты анализа LDPC кодов, использующихся во многих современных стандартах передачи данных. Выявлено, что использование алгоритма декодирования “bit flip” может значительно улучшить эффективность передачи данных и снизить вероятность ошибок. В дальнейшем, планируется реализовать другие способы декодирования для сравнительного анализа их эффективности.

- [1] Gallager R.G. IRE Trans. Inform. Theory. 1962. Vol. IT-8 P. 21.
- [2] Голиков А.М. Исследование низкоплотных LDPC кодов: Учебно-методическое пособие по лабораторной работе. – Томск: ТУСУР, 2019. 18 с.
- [3] Смит Дж. Расширенные методы кодирования и декодирования для LDPC кодов: Перспективы и применения. – М.: Изд. “Техника”, 2022. 271 с.
- [4] Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролируемых ошибки. – М.: Мир, 1986. 576 с.
- [5] Давыдов А.В., Мальцев А.А. Введение в теорию помехоустойчивого кодирования ННГУ им. Н.И. Лобачевского: Учебно-методические материалы для магистров и аспирантов, 2014. 124 с.

ИЗУЧЕНИЕ МЕЖОТРАСЛЕВОГО СТАНДАРТА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ С ЦЕЛЬЮ ЕГО ПРИМЕНЕНИЯ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ РАДИОПЛАНИРОВАНИЯ

А.С. Сеницын, А.А. Адёркина

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Математическое описание задачи классификации, регрессии и кластеризации машинного обучения сводится к оптимизационной задаче с ограничениями. Несмотря на это, существующее многообразие алгоритмов и методов их решения делает процесс аналитики данных нетривиальным. Для того, чтобы сократить время поиска решения задачи и сделать это прогнозируемым процессом, необходимо придерживаться довольно четкой последовательности действий описываемую методологией CRISP-DM (CRoss Industry Standard Process for Data Mining) [1].

В данной работе рассматривается межотраслевой стандартный процесс для исследования данных описывающий последовательность действий, которую необходимо придерживаться, чтобы наиболее оптимальным образом приблизиться к решению задачи. Так же рассматриваются результаты предыдущих исследований: анализ применяемого набора данных для предсказания величины потери мощности сигнала с помощью методов машинного обучения; анализ точности и времени выполнения предсказания Path Loss в зависимости от количества признаков.

Описание межотраслевого стандарта

Согласно CRISP-DM аналитический проект разделяется на 6 основных этапов, которые выполняются последовательно: бизнес-анализ, анализ данных, подготовка данных, моделирование, оценка результата, внедрение. Схематичное описание рассматриваемого процесса представлено на следующем рисунке.

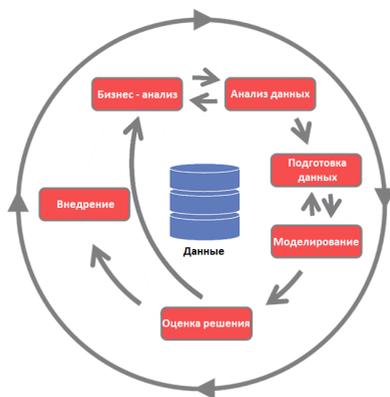


Рис.

Каждый из описанных этапов делится на задачи. Этап бизнес-анализа состоит из задачи определения целей проекта, оценки текущей ситуации, определения целей аналитики и подготовки плана проекта. На этапе анализа данных решаются задачи сбора, описания, изучения и проверки качества данных. За этапом анализа идёт этап подготовки данных, включающий в себя задачу выборки, очистки, генерации, интеграции и форматирования данных. Далее идёт этап моделирования, начинающийся с задачи выбора алгоритмов, которые подойдут для решения поставленной задачи, подготовки плана тестирования, обучения и оценивания качества моделей. На этапе оценки результатов детально анализируются и выбираются модели-победители. Производится оценка результатов, оценка процесса и определение следующих шагов. Этап внедрения характеризуется тем, что на нём определяется в каком виде будет произведено это самое внедрение, составляется план мониторинга и поддержки внедряемой модели, и подготавливается отчёт по каждому этапу произведённых работ. Методология допускает пропуск каких-либо шагов либо возвращение к предыдущим.

Анализ результатов предыдущих исследований

На предыдущем этапе работ решалась задача радиопланирования на линиях метрополитена [2]. Задача заключалась в поиске мест расположения базовых станций на линии следования поезда, которые обеспечат приемлемый уровень сигнала на конечных устройствах. Для решения задачи производилось предсказание значений затухания сигнала в тоннеле метрополитена с помощью методов машинного обучения.

В ходе решения этой задачи проводился анализ набора данных, состоящий из 32 признаков: уровень принимаемой мощности между точками; расстояние между Rx и Tx; усреднённые значения радиуса и направления поворота по горизонтали, величины и направления уклона по вертикали; флаг открытого участка; стена расположения базовой станции; направление движения; радиус и направление поворота по горизонтали, величина и направление уклона по вертикали точки Tx и Rx, так же среднеквадратичное отклонение, минимальные, максимальные и медианные значения этих величин. Анализ включал в себя поиск минимально необходимого набора данных для решения поставленной задачи.

В результате был создан набор данных, который было запланировано использовать для решения поставленной задачи, состоящий из 16 признаков, оказывающих наибольшее влияние на предсказание: расстояние между Rx и Tx, минимальное значение радиуса поворота по горизонтали, СКО значения радиуса поворота по горизонтали, усреднённое значение радиуса поворота по горизонтали, флаг открытого участка, усреднённая величина уклона по вертикали, СКО величины уклона по вертикали, максимальное значение величины уклона по вертикали, СКО величины направления поворота по горизонтали, усреднённое направление уклона по вертикали, усреднённое направление поворота по горизонтали, СКО величины направления уклона по вертикали, радиус поворота по горизонтали точки Rx, медианное значение величины уклона по вертикали и радиус поворота по горизонтали точки Tx. [3].

Также производилась оценка влияния количества признаков на точность и время предсказания величины затухания сигнала. В следующей таблице представлены соответствующие результаты исследований.

Табл.

| Количество признаков, шт. | Точность предсказания, % | Время исполнения (1000 точек), мин |
|---------------------------|--------------------------|------------------------------------|
| 32 | 85 | 3 |
| 16 | 83 | 1.2 |
| 10 | 67 | 0.9 |

По итогам оценки применения методов машинного обучения на итоговом наборе данных сделан вывод о том, что данный набор удовлетворяет критериям точности предсказания на открытых участках метрополитена, но не удовлетворяет критериям на закрытых участках. На открытых участках метрополитена получилось добиться значения величины средней абсолютной ошибки равной 2.5 единицы. Для закрытых участков эта величина получилась не стабильной и в зависимости от выбранного участка могла доходить до величины в 10 единиц.

Исходя из изученной модели CRISP-DM и результатов предыдущих исследований планируется произвести повторный анализ данных, который будет состоять из более детального и глубокого исследования, включающего в себя: вычисление ключевых статистик по атрибутам, создание с помощью графиков и таблиц гипотез относительно того, как данные помогут в нахождении решения поставленной задачи. После анализа планируется повторная подготовка данных, в которую будет входить: оценка релевантности атрибутов для решения задачи радиопланирования с помощью методов машинного обучения. После анализа и подготовки данных будет производиться изучение новых алгоритмов, а также гиперпараметров каждой модели, редактирование которых может увеличить точность предсказания величины затухания сигнала на закрытых участках метрополитена.

Заключение

Было произведено исследование межотраслевого стандарта интеллектуального анализа данных CRISP-DM. Рассмотрены результаты предыдущих исследований и составлен план дальнейших исследований по повышению точности предсказания величины затухания сигнала при распространении сигнала в закрытом участке метрополитена с помощью методов машинного обучения.

- [1] Chapman P., Clinton J., Kerber R., Khabaza T., Reinartz T., Shearer C., Wirth R. // CRISP-DM 1.0. Step-by-step data mining guide. 2000. P. 76.
- [2] Труды XXV научной конференции по радиофизике, (Нижний Новгород, 14–26 мая 2021 г.). – Нижний Новгород: ННГУ, 2021. 562 с.
- [3] Труды XXVI научной конференции по радиофизике, (Нижний Новгород, 12–27 мая 2022 г.). – Нижний Новгород: ННГУ, 2021. 591 с.

ИЗУЧЕНИЕ СПОСОБА ОЦЕНКИ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В ММО СИСТЕМАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕПАРАМЕТРИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОМР

А.Д. Вездетский, А.А. Адёркина

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В погоне за ускорением передачи данных в современных системах связи используют различные типы модуляции и технологию OFDM, которая способствует передаче большего количества полезной нагрузки за счет ортогональности. Однако, кроме этого, используют технологию ММО, позволяющую использовать пространственное разделение пользователей или много потоковую передачу данных за счет использования пространственного разделения [1].

В современной реальности системы связи зачастую адаптивны, что позволяет подстраивать систему для обеспечения необходимого качества оказания услуг. Для эффективной передачи данных следует адаптировать систему к текущему состоянию беспроводного канала связи, в связи с чем необходимо постоянно оценивать состояние канальной матрицы. Для решения данной задачи придумано множество методов оценки канальной матрицы [2].

В данной статье описана возможность применения непараметрического алгоритма разреженной ортогональной аппроксимации для решения задачи оценки канальной матрицы в ММО системах. Для оценки возможности применения в работе приводятся зависимости коэффициента корреляции, характеризующего похожесть оцененных данных с реальными, от основных параметров модели, используемой в данной работе [3].

Постановка задачи

Для описания принципа работы непараметрического алгоритма ОМР необходимо сформулировать задачу и ввести условные обозначения. Постановка задачи сводится к решению уравнения (1). В рассматриваемом в статье случае решается обратная задача [4], то есть необходимо найти x при известных A и b :

$$b = Ax + \eta, \quad (1)$$

где $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$ – словарь данных (исходные данные), причем $n \gg m$ (столбцов больше, чем строк), $b \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ – вектор-столбец полученного сигнала на стороне приемника, $x \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ – вектор-столбец переданного сигнала, $\eta \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ – аддитивный шум.

Принцип работы алгоритма ОМР

Для начала работы алгоритма ортогональной разреженной аппроксимации необходимо знать матрицу-словарь A и вектор-столбец b . Работа алгоритма начинается с фазы подготовки, в результате которой происходит нормализация столбцов матрицы-словаря по Евклидовой норме, удаляются повторяющиеся столбцы, инициализируются вектор-столбец остатка r_0 и эффективная матрица A_0 . Алгоритм работает по заданному количеству итераций, в данной работе значение счетчика итераций k равно количеству учитываемых лучей, пришедших в систему. На первом шаге ищется максимальное

значение корреляции вектора-остатка с столбцом из матрицы-словаря. На втором шаге выбранный столбец матрицы-словаря записывается в эффективную матрицу \mathbf{A}_k . На третьем шаге получаем оценку сигнала \mathbf{x}_k . На четвертом шаге оценивается влияние, которое вносит оцененный вектор-сигнал \mathbf{x}_k на вектор-столбец принятого сигнала на стороне приемника. На пятом шаге перезаписывается вектор остатка путем удаления из него оцененного вектор-столбца \mathbf{b}_k . Описание принципа работы алгоритма в виде псевдокода представлено на рис. 1 [4].

Вход: \mathbf{A}, \mathbf{b}

Результат: \mathbf{x}_k

Инициализация: $r_0 = \mathbf{b}, \Lambda_0 = \emptyset$;

Нормализация столбцов матрицы \mathbf{A} по Евклидовой норме

Удаление повторяющихся столбцов \mathbf{A} ;

Для $k = 1, 2 \dots$ делать

Шаг 1. $\lambda_k = \underset{j \in \Lambda_{k-1}}{\operatorname{argmax}} \left| \langle \mathbf{a}_j, \mathbf{r}_{k-1} \rangle \right|$;

Шаг 2. $\Lambda_k = \Lambda_{k-1} \cup \{\lambda_k\}$;

Шаг 3. $\mathbf{x}_k (i \in \Lambda_k) = \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{argmin}} \left\| \mathbf{A}_{\Lambda_k} \mathbf{x} - \mathbf{b} \right\|_2, \mathbf{x}_k (i \notin \Lambda_k) = 0$;

Шаг 4. $\widehat{\mathbf{b}}_k = \mathbf{A} \mathbf{x}_k$;

Шаг 5. $\mathbf{r}_k \leftarrow \mathbf{b} - \widehat{\mathbf{b}}_k$;

Конец

Рис. 1

Параметры и результаты моделирования

В данной работе моделируется беспроводной канал связи, описанный в статье [5], с рядом изменяемых параметров, представленных на рис. 2.

| Параметры | Значения |
|---|------------------|
| Отношение сигнал/шум (dB) [SNR] | [-5, 0, 10, 300] |
| Размер антенны базовой станции (Квадратная антенна) [Mx=My] | [4, 8, 16] |
| Количество лучей [Rays] | [1, 3, 5, 10] |
| Процент выбранных антенных элементов на базовой станции [Percent] | [10, 30, 50] |
| Параметр расширения матрицы- словаря [Ox=Oy] | [1, 2, 4] |

Рис. 2

В результате проведенного моделирования получились зависимости, представленные на рис. 3, рис. 4, рис. 5, рис. 6.

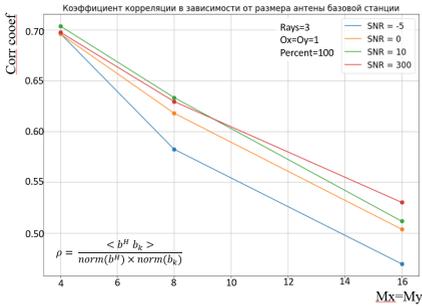


Рис. 3

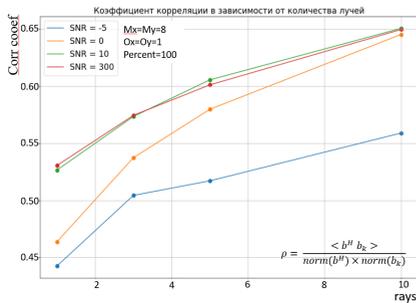


Рис. 5

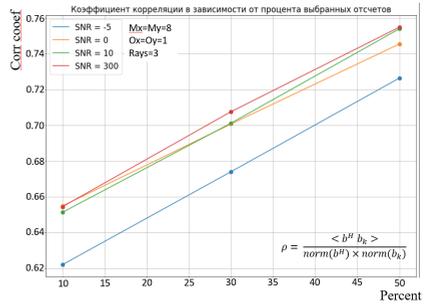


Рис. 4

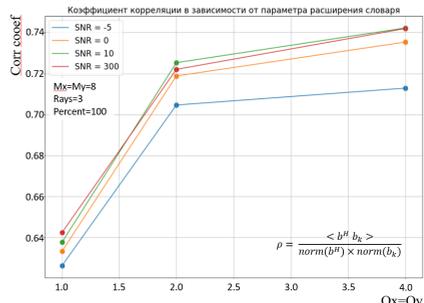


Рис. 6

На рис. 3 представлена зависимость коэффициента корреляции размеров антенны базовой станции. Из графика видно, что при увеличении размера антенны базовой станции коэффициент корреляции снижается, это говорит об ухудшении точности оценки канала. При увеличении размера антенны с 4×4 до 16×16 точность оценки снизилась на 40%, что говорит о необходимости корректировки других параметров алгоритма. Причем увеличение размеров антенны создает дополнительную вычислительную нагрузку. Также стоит заметить, что при ОСШ равном 10 [Дб] и 300 [Дб] значения коэффициента корреляции практически не отличаются.

На рис. 4 представлена зависимость коэффициента корреляции от процента выбранных антенных элементов на базовой станции. Из полученных графиков видно, что при увеличении числа выбранных отсчетов коэффициент корреляции увеличивается. При увеличении числа выбранных отсчетов с 10% до 50% точность оценки увеличилась на 10%, что говорит о возможности повышения точности оценки с помощью увеличения этого параметра. Уменьшение это параметра приводит к уменьшению вычислительной нагрузки, поэтому благодаря балансу можно снизить количество вычислений и не сильно потерять в точности. Также стоит заметить, что при исследуемых ОСШ, значения коэффициента корреляции практически не отличаются.

На рис. 5 представлена зависимость коэффициента корреляции от количества принятой лучей. Из полученных графиков видно, что при увеличении числа лучей коэффициент корреляции увеличивается. При увеличении числа лучей с 1 до 10 выигрыш в

среднем составляет 13%, однако приводит к увеличению вычислительной нагрузки. Также стоит заметить, что при ОСШ равном 10 [Дб] и 300 [Дб] значения коэффициента корреляции практически не отличаются.

На рис. 6 представлена зависимость коэффициента корреляции от параметра расширения словаря. Из полученных зависимостей видно, что при увеличении параметра расширения матрицы-словаря значение коэффициента корреляции увеличивается. Также видно, что увеличение этого параметра всего в 2 раза позволяет улучшить оценку канала на 8%.

Заключение

В работе был исследован непараметрический алгоритм ОМР с целью определения преимуществ и недостатков данного алгоритма для оценки канальной матрицы в ММО системах.

В результате были выделены следующие преимущества:

- Незначительное влияние шума на качество оценки.
- Возможность обработки части данных с незначительной потерей в качестве.
- Возможность расширения словаря не зависимо от параметров системы, что дает выигрыш в качестве оценки.
- Высокая эффективность и быстродействие за счет вариации параметров алгоритма.
- Возможность использования в качестве адаптивного алгоритма.

Так же были выделены следующие недостатки:

- Существенное снижение качества оценки при больших размерах антенн.
- Рост временной сложности и сложности по памяти с увеличением количества антенн.

- [1] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Лысяков Д.Н. Увеличение пропускной способности ММО-системы радиосвязи с параллельной передачей данных по собственным подканалам // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского, сер. Радиофизика. 2010. №. 3, часть 1. С. 79.
- [2] Флакман А.Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в многоканальных информационных системах: автореф. дис. д-р. ф.-м. н. наук: 01.04.03. – Нижний Новгород. 2004. 28 с.
- [3] Ермолаев В.Т., Соколов М.А., Флакман А.Г. Прием пространственно-распределенного сигнала в системе сотовой связи с антенной решеткой. // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского, сер. Радиофизика. 2009. №. 3. С. 69.
- [4] Andersen Ang. Orthogonal Matching Pursuit Algorithm (A brief introduction). - Department of Combinatorics and Optimization, University of Waterloo, 2017. – Waterloo, Canada. 16 с.
- [5] Long Cheng, Guangrong Yue, Xinyu Xiong, Yueyue Liang, Shaoqian Li Fellow Tensor Decomposition-Aided Time-Varying Channel Estimation for Millimeter Wave MIMO Systems // IEEE Wireless communications letters. 2019. P. 1.

МЕТОДЫ ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ В СИНТЕЗЕ И РЕАЛИЗАЦИИ КИХ-ФИЛЬТРА

В.Н. Бугров, А.С. Рязанова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Цифровой КИХ-фильтр является дискретной системой, соотношение в которой между значениями входной x_n и текущей выходной y_n временными последовательностями определяются уравнением прямой линейной свертки.

$$y_n = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x_{n-k}. \quad (1)$$

Постоянные коэффициенты b_k являются отсчётами импульсной характеристики фильтра. Передаточная функция каскадного соединения m -звеньев второго порядка нерекурсивного ЦЦФ может быть записана так:

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

Уравнение одного звена нерекурсивного фильтра имеет вид:

$$y_n = \frac{b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2}}{a_0}, \quad (3)$$

где x_n, y_n – входная и выходная целочисленные временные последовательности. [1, 2]

Задача нелинейного программирования для машинного синтеза

Постановка задачи целочисленного нелинейного программирования для машинного синтеза нерекурсивного ЦЦФ выглядит следующим образом:

$$F(IX) = \min_{IX \in I^{4m}} F(IX), \quad (4)$$

$$-2^{W_k-1} < b_{di} < 2^{W_k-1}, \quad d = \overline{0, 2}, \quad i = \overline{1, m} \quad (5)$$

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = \overline{0, W_k-1}, \quad i = \overline{1, m} \quad (6)$$

$$K_i^{\min} \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq K_i^{\max}, \quad i = \overline{1, m}, \quad (7)$$

где m – число КИХ-звеньев второго порядка, d – индекс коэффициента передаточной функции звена (2).

Экстремальная задача синтеза (4) записана относительно целочисленного пространства коэффициентов фильтра I^{4m} , размерностью $4m$. Ограничения (5) задают границы изменения этих целочисленных коэффициентов, а соотношение (6) определяет принадлежность коэффициентов a_{0i} биномиальному ряду. Функциональные ограничения (7) масштабируют усиление звеньев в каскадном КИХ-фильтре в заданный интервал. Вектор IX^0 является эффективным решением задачи параметрического синтеза нерекурсивного целочисленного фильтра. [3, 4]

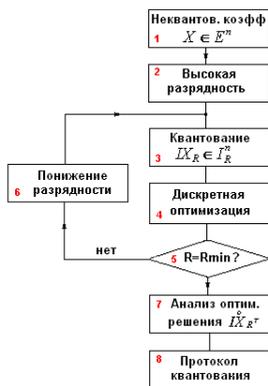


Рис. 1

На рис. 1 представлена общая блок-схема алгоритма динамического пошагового квантования целочисленных коэффициентов как последовательности поисковых задач с поэтапным понижением разрядности R представления коэффициентов фильтра.

На первом этапе неквантованные вещественные коэффициенты $X \in E^n$ квантуются целочисленным кодом со стартовой высокой разрядностью $R_{max}=14$ бит (блоки 1–3), формируя дискретное целочисленное решение на квантованном множестве коэффициентов $IX \in I_{R_{max}}^n$ с соответствующей функциональной ошибкой квантования. Затем на этом дискретном множестве ставится задача оптимизации дискретных коэффициентов данной разрядности по общей для всех этапов динамического квантования целевой функции, как задачи целочисленного нелинейного программирования (блок 4).

Далее в блоке 5 производится проверка соответствия текущей разрядности квантования R с требуемой минимальной разрядностью R_{min} и в случае несоответствия осуществляется понижение разрядности представления коэффициентов (блок 6) с последующим их квантованием и оптимизацией на новом дискретном множестве (блоки 3 и 4) также по общей целевой функции ошибки. Таким образом, решение на текущем этапе динамического квантования является стартовой точкой этапа последующего. Цикл повторяется до достижения требуемой минимальной разрядности представления коэффициентов, после чего осуществляется выявление оптимального малоразрядного решения, обеспечивающего допустимый уровень ухудшения функциональных характеристик фильтра и проводится анализ этого решения во временной и частотной областях. [5, 6, 7]

Динамическое квантование осуществлялось в рамках следующих спецификаций фильтра:

- 1) Полоса пропускания: 450 – 1000 Гц;
- 2) Коэффициент передачи в полосе пропускания: 0 дБ с допуском ± 1 дБ;
- 3) Уровень подавления на частотах ниже 200 Гц: 40 дБ;
- 4) Нелинейность фазы в полосе не выше 10° ;
- 5) Порядок КИХ-фильтра: 56;
- 6) Масштабирование коэффициентов передачи звеньев в интервал $\{0.5 - 2\}$;
- 7) Частота дискретизации: 2 кГц.

Исходные неквантованные вещественные его коэффициенты указаны в таблице.

Табл.

| Звено | b_0 | b_1 | b_2 | K_{max} |
|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | -0.071588 | -0.360725 | -0.869045 | 1,3 |
| 2 | 0.986765 | -0.518715 | -0.144915 | 1,4 |
| 3 | -0.230625 | -0.325346 | -0.826175 | 1,4 |
| 4 | 0.353737 | 0.891225 | -0.999992 | 1,7 |

| | | | | |
|----|-----------|-----------|-----------|-----|
| 5 | 0.994392 | 0.277302 | -0.019768 | 1,2 |
| 6 | -0.284679 | -0.987887 | 0.967166 | 1,7 |
| 7 | 0.989225 | -0.477768 | -0.087970 | 1,4 |
| 8 | 0.973320 | -0.694183 | -0.276899 | 1,5 |
| 9 | 0.699314 | 0.472431 | 0.171550 | 1,3 |
| 10 | 0.930847 | -0.437019 | -0.216783 | 1,3 |
| 11 | 0.870865 | -0.916046 | 0.160130 | 2,0 |
| 12 | 0.965147 | -0.901802 | 0.224881 | 2,1 |
| 13 | 0.806828 | -0.156378 | -0.086951 | 1,0 |
| 14 | 0.917742 | -0.544495 | -0.033771 | 1,4 |
| 15 | 0.894470 | -0.493591 | -0.204972 | 1,3 |
| 16 | 0.941012 | 0.334978 | 0.157385 | 1,4 |
| 17 | 0.630024 | -0.323000 | -0.180356 | 0,9 |
| 18 | 0.856587 | 0.121003 | 0.002271 | 1,0 |
| 19 | 0.987566 | 0.427634 | 0.175502 | 1,3 |
| 20 | 0.965319 | 0.384359 | 0.101518 | 1,6 |
| 21 | 0.920878 | 0.070483 | -0.040774 | 1,5 |
| 22 | 0.857104 | -0.772873 | 0.241015 | 1,0 |
| 23 | -0.289370 | -0.804035 | 0.100329 | 1,9 |
| 24 | 0.870623 | 0.133400 | 0.240110 | 1,0 |
| 25 | 0.911626 | 0.076553 | 0.282537 | 1,2 |
| 26 | 0.999968 | -0.160968 | -0.062678 | 1,3 |
| 27 | 0.889717 | -0.124430 | -0.133349 | 1,1 |
| 28 | 0.928695 | 0.019325 | -0.073175 | 1,0 |

Реализация на микроконтроллере MSP430F1611

Реализация синтезированного целочисленного фильтра сводится к программированию микроконтроллера, т.е. занесению в ПЗУ найденных целочисленных коэффициентов фильтра и программы их обработки – расчёта выходного отклика ЦЦФ по его прямой свёртке (1).

Реализация фильтра производится на многофункциональном микроконтроллере MSP430F1611 фирмы Texas Instruments, являющимся по сути дела однокристальной ЭВМ малой производительности с шестнадцатиразрядным RISC-ядром.

Графики АЧХ, ФЧХ и ФЧХ в полосе представлены на рис. 2, 3 и 4.

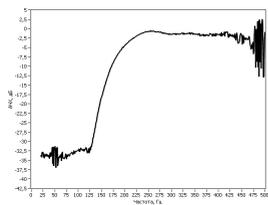


Рис. 2

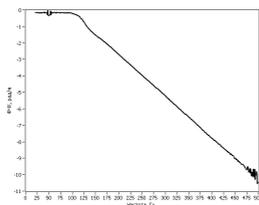


Рис. 3

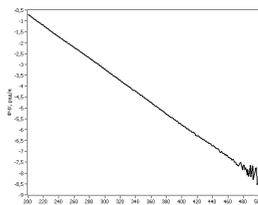


Рис. 4

Реализация в базе ПЛИС XC3S700AN

Примером современных ПЛИС является XC3S700AN линейки Spartan-3AN фирмы Xilinx, на базе которого реализован синтезированный цифровой КИХ-фильтр верхних частот.

Графики АЧХ и ФЧХ синтезированного КИХ-фильтра верхних частот представлены на рис. 5 и 6.

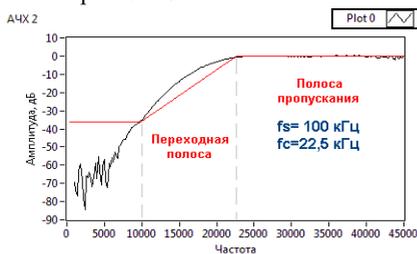


Рис. 5

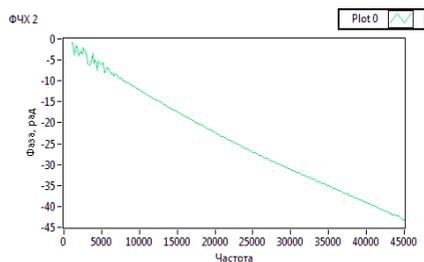


Рис. 6

Заключение

Поисковые методы целочисленного нелинейного программирования в приложении к задачам проектирования целочисленных цифровых фильтров являются современной и весьма перспективной альтернативой традиционным классическим методам проектирования цифровых фильтров. Принципиальное отличие ЦНП-синтеза заключается в том, что в данном случае для удовлетворения требуемого функционирования фильтра на стадии его проектирования осуществляется прямой поиск целочисленных коэффициентов фильтра прямо по математическому его определению (модели). Критерием поиска является соответствие совокупного текущего функционирования фильтра его требуемому функционированию. Современные алгоритмические комплексы целочисленной минимизации позволяют решать такую задачу весьма надёжно и эффективно при выполнении всех внешних требований и ограничений к работе целочисленного фильтра.

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

- [1] Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. 848 с.
- [2] Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2004.
- [3] Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. Поисковые технологии проектирования целочисленных цифровых фильтров. Часть 1. М., Компоненты и технологии. 2014. №. 6. С. 124.
- [4] Бугров В.Н. Проектирование цифровых фильтров методами целочисленного нелинейного программирования. // Вестник ННГУ. 2009. №. 6. С. 61.
- [5] Бердышева А.С., Бугров В.Н. Квантование коэффициентов КИХ-фильтра динамическим методом. // Труды XXVI научной конференции по радиофизике. 2022.

- [6] Бердышева А.С., Бугров В.Н. Динамическое квантование коэффициентов цифрового КИХ-фильтра. // Международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии» ИСТ-2022.
- [7] Бердышева А.С., Бугров В.Н., Сатаев В.В. Дискретный синтез цифрового фазового корректора гидроакустического датчика. // Датчики и системы. 2023. №. 5. С. 53.

АППАРАТНО-ОРИЕНТИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ФКМ СИГНАЛА

Д.Н. Ивлев¹⁾, А.В. Ширкаев²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ АО «Атомстройэкспорт»

Введение

Важной задачей при разработке радиотехнических систем является повышение эффективности обработки, поступающей в точку приема информации, которая будет определять конечный технический и конструктивный облик системы. Одним из направлений совершенствования таких систем является внедрение принципов широкополосной передачи [1], в частности фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов, позволяющих разрешить противоречие между разрешающей способностью и дальностью действия систем, обеспечить высокую помехозащищенность [2]. Определение временных и частотных параметров принимаемых сигналов традиционно осуществляется на основе вычисления взаимной функции неопределенности (ВФН), такой подход является оптимальным с точки зрения принципа максимального правдоподобия методом решения подобных задач [3], что делается преимущественно посредством цифровой обработки. Однако, непосредственное вычисление ВФН трудно реализуемо и требует значительной вычислительной мощности. Поэтому существующие средства измерения базируются преимущественно на сегментно-фильтровой обработке, когда сигнал большой длительности разбивается на сегменты [4]. Однако при достижении сравнительно высокого быстродействия возрастает риск пропуска полезной информации [5], энергопотребление, размеры и стоимости системы обработки, что сужает область применения подобного типа устройств. Таким образом, важной задачей становится рациональное использование вычислительных ресурсов для малогабаритных и ресурсоограниченных платформ, построенных на программируемых интегральных схемах (ПЛИС) [6,7].

Алгоритм вычисления ВФН

В работе [8] предлагается использовать для совместного вычисления временных и частотных характеристик принимаемого ФКМ сигнала использовать способ, сочетающий непрерывное (на каждом шаге дискретизации) вычисление взаимной функции корреляции сигнала после синхронного детектора и спектральную обработку вариаций ВФК по сдвиговому времени посредством быстрого преобразования Фурье (БПФ). По пиковым значениям и вариациям ВФК определяются временная задержка и динамика ее изменения. По амплитудно-частотной характеристике вариаций ВФК находится частотный сдвиг, а направление движения объекта локации определяется исходя из динамики изменения временного сдвига. В данной работе представлен аппаратно-ориентированный алгоритм работы измерительной системы, работающий по описанному выше способу, на базе ПЛИС.

В соответствии с [8] функцию неопределенности ФКМ сигнала можно представить в виде:

$$Q(\theta, \nu) = \sum_{n=1}^N e^{-j(\varphi_n + 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_n)} \times k_n \int_0^T [X_n(t - \theta, \Delta t_n, \gamma_n) \times e^{j(2\pi \Delta f_n \gamma_n (\theta - t))}] \times S_0 e^{j2\pi(\Delta f_n - \nu)t} dt, \quad (1)$$

где $\varphi_n = 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_{0n}$ – мгновенная фаза n -ой составляющей принимаемого ФКМ сигнала X_n с временной задержкой Δt и частотным сдвигом ν в присутствии доплеровской деформации γ_n , имеющего несущую частоту f_0 , S_0 – опорный сигнал с периодом T .

Временные и частотные характеристики определяются по положению главных максимумов тела неопределенности, образованному в соответствии с (1), сосредоточенных в малых областях $\theta < \Delta t$ и $\nu \ll 1/T$ на плоскости (θ, ν) . При этом измеряемая временная задержка соответствует пиковым значениям распределения $Q(\theta, \nu)$ в его сечении плоскостями $\nu = \Delta f_n$. Если доплеровские частоты $\Delta f_n \ll 1/T$, то определение временной задержки сводится к вычислению функции корреляции.

$$K(\theta) = \sum_{n=1}^N k_n \int_0^T X_n(t - \theta, \Delta t_n, \gamma_n) S_0 dt. \quad (2)$$

В соответствии с [9] временная задержка сигнала определяется по расположению пиковых значений ВФК относительно верхних границ, периодически повторяющихся по сдвиговому времени θ интервалов T , что позволило отобразить алгоритм вычисления ВФК на параллельно работающие процессорные элементы, которые выполняют простые циклические повторяющиеся операции накопления под управлением опорного сигнала. Вычислительным ядром процессорного элемента является сумматор-вычитатель, является стандартным для большинства ПЛИС блоком, применение которого позволяет избавиться от операций умножения в вычислении ВФК, а также производить вычисление значений ВФК в темпе поступления данных от АЦП. Число процессорных элементов зависит от T , определяемого количеством символов модулирующей последовательности опорного сигнала. Точность определения временной задержки при отсутствии влияния эффекта Доплера определяется длительность символа опорной последовательности, равной периоду дискретизации.

Сдвиг частоты ν находится путем вычисления спектральной характеристики ВФН $Q(\theta, \nu = \Delta f)$ как функции сдвигового времени θ . Для этого в ВФН необходимо выделить связанные с эффектом Доплера вариации. Это можно сделать, если на каждом периоде T сдвигового времени θ принимать во внимание только средние за каждый из периодов T значения ВФК $K(\theta)$, т.е. вычислять в соответствии с [8]:

$$R(f) = \sum_{m=1}^H e^{-j(2\pi m(\frac{f}{f_r}))} \times \bar{K}(m), \quad (3)$$

где H – число принимаемых в расчет периодов T , m – порядковый номер периода. Из (3) следует, что доплеровские сдвиги Δf_n многокомпонентного сигнала $S(t)$ можно находить посредством быстрого преобразования Фурье в цифровом виде. Размерность БПФ подбирается, исходя из требуемой разрешающей способности и числа H взятых в расчет усредненных значений ВФК. Точность измерения частотного сдвига определяется значением $f_T/N_{\text{БПФ}}$.

Для уменьшения необходимых вычислительных ресурсов предлагается сократить количество требуемых разрядов для поворачивающихся коэффициентов до двух. Результат численного моделирования показал такой подход позволил сохранять точность вычисления. Разница между результатами вычисления БПФ с разрядностью коэффициентов 2 бита и 8 бит составляет 3,7 дБ. Применение распараллеливания операций вычисления, которое позволяет реализовать ПЛИС, получилось снизить количество необходимых умножителей до 4. Для повышения скорости работы и освобождения ОЗУ, доступного в ПЛИС, промежуточные вычисленные значения на стадиях БПФ предлагается хранить в массиве регистров.

На рис. представлен алгоритм определение временной задержки и частотного сдвига ФКМ сигнала по корреляционно-спектральному методу. Особенностью алгоритма является возможность непрерывного приема и обработки принимаемых сигналов с последующей коррекцией параметров временной задержки.



Рис.

Для оценки требуемых ресурсов ПЛИС при реализации предлагаемого алгоритма была написана программа на языке VHDL, проведены компиляция, имплементация,

анализ временных параметров и затраченных ресурсов. Результаты оценки используемых ресурсов ПЛИС Spartan 3-AN представлены в табл. Для формирования ФКМ сигнала с периодом следования 3.875 мс была использована M-последовательность с количеством символов 31, несущая частота 40 кГц, количество усредняемых периодов ВФК равнялось 32.

Табл.

| Наименование ресурса | Используется | Доступные ресурсы | Загруженность, % |
|-----------------------------|--------------|-------------------|------------------|
| Число регистров | 10828 | 11776 | 92 |
| Число задействованных слоев | 5632 | 5888 | 95 |
| Число 4-входных LUT таблиц | 11471 | 11776 | 97 |
| Число блоков памяти | 2 | 20 | 10 |
| Число умножителей | 4 | 20 | 20 |

Несмотря на значительную загруженность ПЛИС Spartan 3-AN удалось реализовать оба вычислительных ядра. Преимущество представленного алгоритма состоит в возможности измерения частотно-временного сдвига без перехода в режим поиска и без применения средств слежения, а также в возможности компактной аппаратной реализации с использованием программируемой логики, что особенно важно в малогабаритных и ресурсоограниченных системах.

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

- [1] Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. – СПб.: Наука и техника, 2005. 440 с.
- [2] Быстров, Р. П. Сравнительная оценка помехоустойчивости шумовых и импульсных РЛС / Р. П. Быстров, В. Е. Кузьмичев, Л. В. Федорова // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 4. С. 2.
- [3] Levanon N. Radar signals / N. Levanon, E. Mozeson // J. Wiley & Sons, Inc New Jersey. 2004. 411 p.
- [4] Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. Алгоритм вычисления функции неопределенности в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. №. 3 (27).
- [5] Liu F., Marcellin M.W., Goodman N.A., and Bilgin A. "Compressive Sampling for Detection of Frequency-Hopping Spread Spectrum Signals" // IEEE Transactions on Signal Processing. 2016. Vol. 64, No. 21. P. 5513.
- [6] Нестеренко, Н. В. Применение ПЛИС для построения вычислительных систем и их компонентов / Н. В. Нестеренко, В. В. Ересько, Ю. С. Яковлев // Математические машины и системы. 2016. №. 1. С. 3.
- [7] Галанина Н. А. Системы обработки сигналов на базе ПЛИС и цифровых сигнальных процессоров / Г. П. Охоткин, Н. Н. Иванова, А. Г. Алексеев // Вестник Чувашского университета. 2017. №. 3. С. 180.

- [8] Ширкаев А.В., Шкелев, Е. И. Совместное измерение частотного и временного сдвигов широкополосного сигнала в системах ближней локации // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65, №. 6. С. 595.
- [9] Ширкаев А.В., Шкелев Е.И. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС. // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. №. 7. С. 64.

РАЗРАБОТКА МНОГОПОЛОСНЫХ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ЭКВИВАЛЕНТОВ МОЩНЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

А.К. Бритенков¹⁾, С.Б. Захаров²⁾, Р.В. Травин^{1, 2)}

¹⁾ ИПФ РАН

²⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Электрические эквиваленты мощных низкочастотных гидроакустических излучателей (НЧИ) используются для испытаний и настройки систем возбуждения на номинальной мощности (рис. 1).

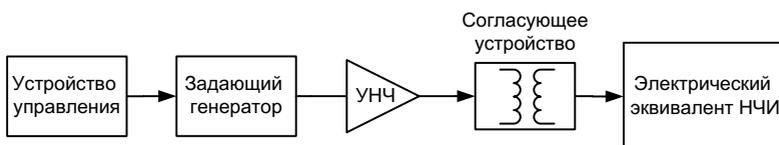


Рис.1

Уровень создаваемого излучателем звукового давления при заданной чувствительности накладывает особые требования на конструктивное устройство и изготовление электрических эквивалентов мощных НЧИ.

Согласование системы возбуждения и НЧИ – определяющий фактор оптимального режима работы мощного излучающего гидроакустического комплекса [1]. Как правило, НЧИ имеют сложные импедансные спектры, обусловленные наличием как механических, так и электрических резонансов, а также колебаний конструктивных элементов, что усложняет расчёт и моделирование электрического эквивалента.

Многополосные эквиваленты

Из-за многообразия физических процессов, происходящих при преобразовании электрической энергии сигнала в механические колебания окружающей среды, гидроакустический преобразователь, строго говоря, не может быть сведен к эквивалентной схеме в виде обобщённого электрического контура с одной резонансной (рабочей) полосой частот, как это традиционно принято в радиотехнике для совокупности связанных электрических контуров и набора реактивных элементов. Несмотря на то, что в рабочем диапазоне частот можно представить электрический эквивалент НЧИ в виде одиночного последовательного колебательного контура, большинство преобразователей имеют несколько резонансов.

Для создания модели многополосного электрического эквивалента излучателя логично использовать несколько независимых колебательных контуров. Введение резонансных цепей во вторичные обмотки нескольких трансформаторов обеспечивает гальваническую развязку колебательных систем и позволяет моделировать системы, имеющие сложные АЧХ.

Перестраиваемые эквиваленты НЧИ

Зависимость от глубины резонансной частоты и сопротивления излучению (рис. 2) требует перестройки резонансной частоты эквивалента.

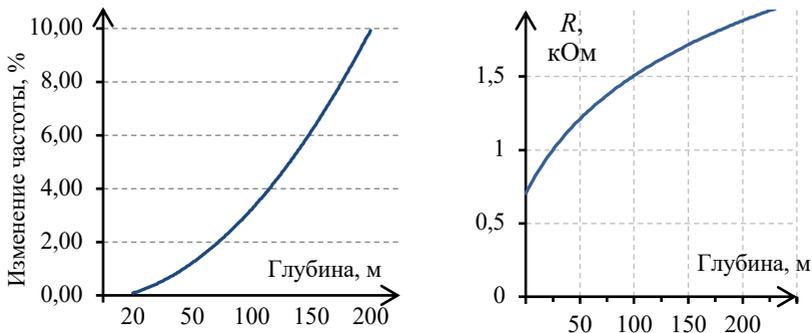


Рис. 2

Таким образом, для настройки системы возбуждения на номинальной мощности целесообразно использование электрического эквивалента с возможностью изменения параметров во время имитации излучения. Общепринятых способов построения такого устройства в литературе не описано, что связано с одной стороны, со спецификой разработок гидроакустических устройств, а с другой – высокими уровнями действующих напряжений и токов в цепях мощного НЧИ [2]. Тем не менее, управление резонансной частотой во время имитации излучения возможно при помощи способов, описанных в работах [3, 4].

Результаты моделирования

Для проверки соответствия параметров двухполосной схемы и определения возможности управления параметрами основного резонанса НЧИ проведено моделирование электрического эквивалента и оценка максимальных значений тока и напряжения в цепи эквивалента, реализованного с использованием схемы гиратора [4]. Гиратор, входящий в схему замещения НЧИ, выполнен по типовой схеме на базе операционного усилителя (ОУ) с коэффициентом усиления порядка 5×10^4 . Параметры навесных элементов в схеме гиратора выбраны в соответствии с характеристиками основной (рабочей) полосы частот НЧИ: параметры: $C=1$ мкФ, $R_1=350$ Ом, $R_2=20$ кОм, и соответствует индуктивности одиночного последовательного колебательного контура около $L=7$ Гн. Согласно модели, резонансная частота низкочастотного диапазона такого эквивалента находится в диапазоне от 300 до 325 Гц.

Для исследования импедансных характеристик на эквивалент подавался ЛЧМ-сигнал с частотой, нарастающей от 100 до 2000 Гц. На рис 3 приведены графики зависимости активного сопротивления модели электрического эквивалента НЧИ от частоты при имитации изменения резонансной частоты и добротности схемы замещения (путём вариации номинала резистивных элементов в схеме гиратора) в зависимости от глубины постановки НЧИ.

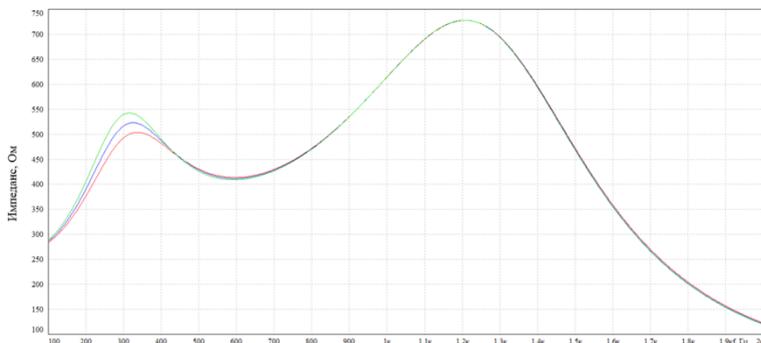


Рис. 3

Результаты моделирования излучения ЛЧМ-сигналов при помощи такого эквивалента соответствуют данным, полученным во время натуральных испытаний реальных образцов НЧИ в морских условиях, поскольку вариация резистивных элементов в цепи усилителя приводит к изменению добротности в рабочей полосе частот в пределах 5 %, а также резонансной частоты на 5-10%.

Высокий уровень электрической мощности в цепях НЧИ вызывает определенные сложности реализации такого управляемого эквивалента. Так, при амплитуде напряжения системы возбуждения на НЧИ (или его эквиваленте) 1,0 кВ амплитуда тока НЧИ достигает 0,7 А (рис. 4).

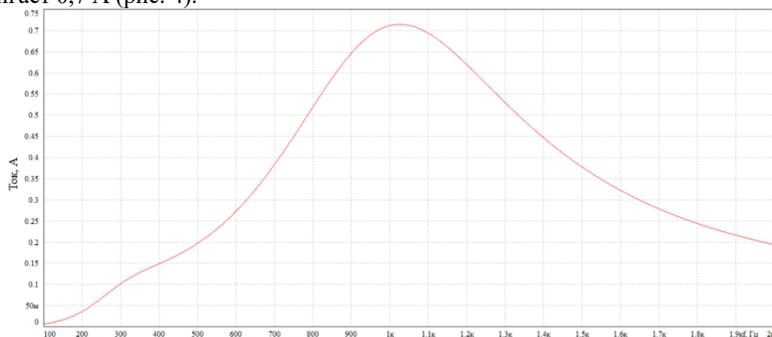


Рис. 4

С учетом использования в схеме эквивалента понижающего трансформатора [3] с коэффициентом трансформации 6:1, величина тока в выходной цепи ОУ гиратора не превышает 65 мА (рис. 5), а на входах ОУ находится практически на уровне его собственных шумов (2-5 пА).



Рис. 5

Поскольку для существующих ОУ (например, К140УД8А и К140УД22Б) ток по входу не должен превышать единицы нА, для реализации электронного аналога НЧИ при помощи гиратора необходимо введение в схему эквивалента дополнительных согласующих элементов, что требует специальных схемотехнических решений. Кроме этого, применение транзисторов в качестве управляющего элемента в цепи гиратора сопряжено с выбором рабочей точки, и подбором коэффициента трансформации понижающего трансформатора для обеспечения работы в допустимом диапазоне коммутируемых (выходных) напряжений.

Заключение

Эксперименты показали возможность моделирования сложных импедансных спектров управляемого эквивалента НЧИ. Гиратор на основе ОУ может заменить катушку индуктивности в схеме эквивалента, однако требует использования специальных устройств для его согласования по мощности в схеме замещения с прецизионными маломощными ОУ.

- [1] Britenkov A.K., Bogolybov B.N., Norkin M.S., Travin R.V., Zakharov S.B. // IEEE Xplore Digital Library. 2022. 08, November. P. 1.
- [2] Бритенков А.К., Боголюбов Б.Н., Фарфель В.А., Смирнов С.Ю., Круглов Н.Ю., Кушнерёв Д.Н. // Радиотехника. 2019. С. 129.
- [3] Бритенков А.К., Смирнов С.Ю., Круглов Н.Ю., Кушнерев Д.Н., Куневич А.В. // В кн.: Тр. Всероссийской конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики "ГА-2020"». 21-25 сентября 2020 г. – Санкт-Петербург: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2020. С. 529.
- [4] Бритенков А.К., Захаров С.Б. // В кн.: Тр. XXV научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2021. С. 243.

ФОРМИРОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО АНТЕННОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ШУМА В МИМО-СИСТЕМЕ

В.В. Пархачёв, Е.А. Рыжкова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В данной работе рассматривается увеличение скрытности передачи информации в беспроводной системе связи с помощью искусственного шума. Ранее, в [1], нами был рассмотрен способ распределения искусственного шума по пространственным подканалам и предложен алгоритм поиска оптимальных параметров искусственного шума. В данной работе рассматривается формирование антенного распределения искусственного шума.

Искусственный шум – это нормально распределённые сигналы, генерируемые передатчиком для ухудшения отношения сигнал/шум (ОСШ) на стороне перехватчика [2]. Скрытность передаваемой информации в данной работе характеризуется секретной ёмкостью (SC). Секретная ёмкость системы – это количество скрытно переданной информации, оно определяется как разность спектральных эффективностей (СЭ) каналов передатчик-легитимный приёмник и передатчик-нелегитимный приёмник (перехватчик) [3]:

$$SC = C_B - C_E \quad (1)$$

где C_B и C_E – СЭ каналов передатчик-легитимный приёмник и передатчик-перехватчик соответственно.

Беспроводная система связи с искусственным шумом

В работе рассмотрена беспроводная система связи, состоящая из трёх пользователей: передатчика (Алисы) с M антеннами, приёмника (Боба) с N антеннами и пассивного перехватчика (Евы) с N' антеннами (рис. 1).

Для передачи информации в рэлеевском канале связи Алиса и Боб используют МИМО-систему с обратной связью и пространственным кодированием. Помимо полезного сигнала, Алиса передаёт искусственный шум, который она формирует, используя часть доступной ей мощности.

Схема кодирования искусственного шума, распределённого по антеннам, представлена на рис. 2. Для антенного

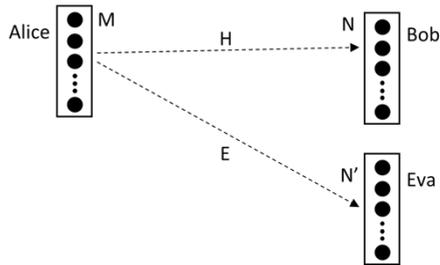


Рис. 1

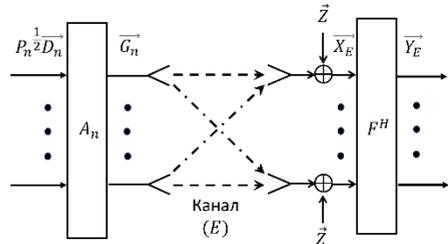


Рис. 2

распределения шумового сигнала были получены требования к шумовой кодирующей матрице A_n :

- 1) матрица A_n должна быть квадратной и иметь размерность $(M \times M)$;
- 2) матрица A_n должна быть унитарной (так как она не должна менять энергию передаваемого сигнала).

Таким образом, на стороне передатчика полезный сигнал распределяется по K пространственным подканалам, а шумовой – по M антеннам.

Для данной системы, используя СЭ ММО-системы с обратной связью [4-5], ранее в [1] нами была получена формула расчёта SC для системы с искусственным шумом. В данной работе зависимость обобщена для произвольной декодирующей матрицы перехватчика:

$$SC = \log_2 \left(\det \left(I_K + \frac{P_s \Lambda}{P_n \Lambda + \sigma_B^2 I_K} \right) \right) - \log_2 \left(\det \left(I_{N'} + \frac{F^H E A_s P_s A_s^H E^H F}{F^H E A_n P_n A_n^H E^H F + \sigma_E^2 F^H F} \right) \right), \quad (2)$$

где A_s и A_n – матрицы с размерами $(M \times K)$ и $(M \times M)$, состоящие из весовых векторов кодеров полезного и шумового сигналов;

P_s и P_n – диагональные матрицы с размерами $(K \times K)$ и $(M \times M)$, состоящие из мощностей полезного и шумового сигналов, распределённых по пространственным подканалам и антеннам соответственно;

Λ – диагональная матрица с размером $(K \times K)$, состоящая из собственных чисел матрицы HH^H или $H^H H$;

H и E – каналные матрицы с размерами $(N \times M)$ и $(N' \times M)$ каналов Алиса-Боб и Алиса-Ева соответственно;

F^H – матрица декодера Евы с размером $(M \times N')$;

σ_B^2 и σ_E^2 – средние мощности шума в каналах Алиса-Боб и Алиса-Ева соответственно;

I_K и $I_{N'}$ – единичные матрицы с размерами $(K \times K)$ и $(N' \times N')$ соответственно;

$()^H$ – эрмитово сопряжение.

Формула (2) получена в общем виде: для произвольного количества антенн Алисы, Боба и Евы, а также произвольной кодирующей матрицы искусственного шума A_n и произвольной матрицы декодера Евы F^H .

Оптимальное антенное распределение искусственного шума

Максимального значения SC можно достичь при оптимальном распределении мощностей полезного и шумового сигнала по подканалам и антеннам соответственно, а также при формировании оптимальной кодирующей матрицы шума. В [1] нами был предложен алгоритм поиска оптимальных распределений мощностей и формирования оптимальной кодирующей матрицы шума для случаев с известной и неизвестной каналной матрицей перехватчика. В данной работе рассмотрен случай с известной каналной матрицей, но для ситуации с антенным распределением искусственного шума.

В качестве результатов моделирования берутся максимумы целевой функции, представленной формулой (2), где параметрами оптимизации являются мощности полезного $p_{s1}, p_{s2}, \dots, p_{sK}$ и шумового $p_{n1}, p_{n2}, \dots, p_{nM}$ сигналов, которые формируют

матрицы P_s и P_n , а также комплексные элементы a_{11}, \dots, a_{MM} кодирующей матрицы шума A_n . В результате получаем зависимость SC системы от отношения сигнал/шум (при аддитивном белом гауссовском шуме).

Моделирование работы системы

В данной работе задача оптимизации была решена для частного случая системы, где Алиса, Боб и Ева имеют по две антенны. Со следующими ограничениями на мощности передаваемых сигналов: $0 \leq p_{s1}, p_{s2}, p_{n1}, p_{n2} \leq 1$ и $p_{s1} + p_{s2} + p_{n1} + p_{n2} = 1$.

Полученный результат представлен на Рис. 3 (красный график). Для сравнения на рисунке также представлены ранее полученные нами в [1] зависимости для системы без искусственного шума (зелёный график) и для системы с распределением искусственного шума по пространственным подканалам системы.

Видно, что антенное распределение искусственного шума позволяет передавать большее количество информации скрытно от перехватчика, чем распределение по пространственным подканалам. Также видно, что в случае антенного распределения шума скорость роста SC на графике сначала увеличивается, а потом становится постоянной, а в случае распределения по подканалам она замедляется с ростом ОСШ. Что дополнительно свидетельствует в пользу большей эффективности антенного распределения шума по сравнению с распределением по пространственным подканалам.

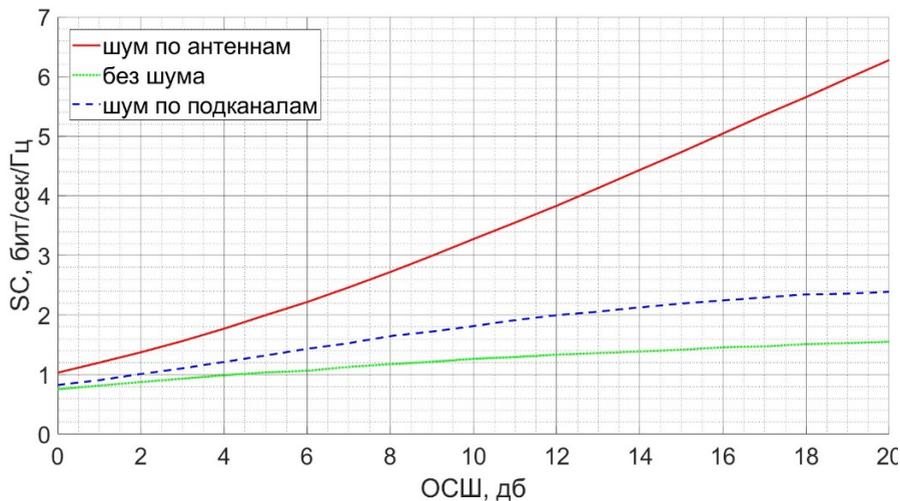


Рис. 3

Полученные результаты

В ходе данных исследований был рассмотрен способ антенного распределения искусственного шума с целью увеличения SC беспроводной системы связи. В данной работе были определены требования к кодирующей матрице шума, а также

про моделирована работа системы с оптимальным распределением искусственного шума по антеннам при известной канальной матрице перехватчика. Для этого случая получена и проанализирована зависимость SC системы от ОСШ. Так же решена задача оптимизации с ограничением, где параметры оптимизации – мощности полезного и шумового сигнала в подканалах и антеннах передатчика, а также элементы кодирующей матрицы шума.

Получены следующие результаты:

- кодирующая матрица шума A_n должна быть унитарной;
- распределение искусственного шума по антеннам позволяет достигнуть большей SC системы, чем распределение по подканалам, то есть позволяет передавать большее количество информации скрытно;
- при распределении шума по подканалам скорость роста SC системы замедляется с ростом ОСШ, при распределении шума по антеннам – скорость сначала увеличивается, затем становится постоянной (при ОСШ в дБ).

В качестве дальнейших исследований планируется рассмотреть случай системы с неизвестной матрицей перехватчика, а также проанализировать зависимость элементов оптимальной кодирующей матрицы шума A_n от канальных матриц системы передачи.

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

- [1] Пархачёв В.В., Рыжкова Е.А. // В кн: Тр. XXVII научн. конф. по радиофизике. 15-25 мая 2023г./ Ред. В.В. Матросов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2023. С. 290.
- [2] Ruoheng L., Wide T. Securing Wireless Communications at the Physical Layer – New York: Springer Science+Business Media, 2010. P. 19.
- [3] Marco B., Stefano T., Physical and Data-Link Security Techniques for Future Communication Systems – New York: Springer International Publishing Switzerland, 2016. P. 1.
- [4] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. – Нижний Новгород: Издательство ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011, с. 368.
- [5] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи. – Нижний Новгород: Издательство ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2006, с. 99.

МОБИЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДИОДОВ С P-N ПЕРЕХОДОМ И БАРЬЕРОМ ШОТТКИ

А.В. Клюев, А.В. Якимов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одним из направлений, активно развиваемых в последние годы, является использование низкочастотного шумового анализа в качестве неразрушающего метода диагностики качества структуры полупроводниковых приборов. В настоящей работе описывается структура мобильного комплекса для измерения и последующего анализа низкочастотных шумов полупроводниковых приборов [1]. Данный комплекс предназначен для проведения измерений в экранированных от внешних электромагнитных помех помещениях, а также в полевых условиях. Подобные возможности достигаются за счёт того, что комплекс функционирует от аккумуляторных батарей (в частности, может работать от бортовой сети автомобиля), обеспечивающих достаточный период автономной работы, и обладает массогабаритными характеристиками, позволяющими осуществлять транспортировку силами одного человека.

Блок-схема комплекса представлена на рис. 1. Мобильный комплекс состоит из экранированного от внешних электромагнитных помех блока, в который помещается исследуемый образец. В состав комплекса также входят предварительный усилитель напряжения, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и персональный компьютер (ноутбук).

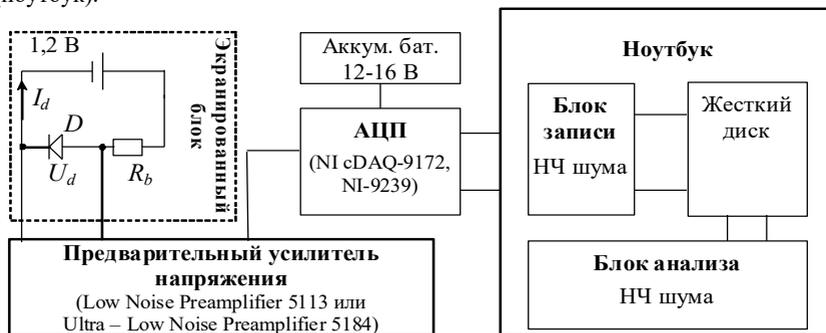


Рис. 1

В предлагаемом комплексе низкочастотный шум диода исследуется путём анализа шумового напряжения, выделяющегося при протекании постоянного тока. Вариация тока осуществляется с помощью блока добавочных сопротивлений. Для эффективного использования АЦП шумовое напряжение усиливается предварительным малошумящим усилителем напряжения Low Noise Preamp 5113 (и в случае необходимости Ultra – Low Noise Preamp 5184). Питание предварительных усилителей может осуществляться от интегрированных в их корпуса собственных аккумуляторных батарей.

Усиленное шумовое напряжение оцифровывается с помощью двух модулей: NI-9239 и NI cDAQ-9172. Непосредственно АЦП располагается в плате аналогового

ввода данных NI-9239, которая, в свою очередь, размещается в многофункциональном шасси NI cDAQ-9172, обеспечивающим передачу данных на вход ноутбука. Для записи и последующей обработки оцифрованных данных применяется разработанный на языке программирования LabVIEW программный комплекс.

Основные характеристики мобильного комплекса:

Массогабаритные характеристики

1. Вес с учётом ноутбука и аккумуляторных батарей не превышает 20 кг.
2. Конструктивно установка без ноутбука размещается в кейсе с размерами $400 \times 300 \times 150$ мм.

Параметры энергопотребления

1. Питание установки осуществляется от аккумуляторных батарей 12 В.
2. Период автономной работы установки ограничивается временем функционирования ноутбука в режиме “питания от батарей”.

Частотные характеристики

1. Частотный диапазон работы от 1 Гц до 25 кГц.
2. Собственный шум установки на частоте 1 кГц не превышает $850 \text{ пВ/Гц}^{1/2}$.

Рассмотрим функциональные возможности программного комплекса анализа данных.

Блок анализа представляет собой программный комплекс ADSViewer для обработки данных, записанных с помощью плат, входящих в состав мобильного комплекса. Этот блок позволяет анализировать следующие статистические характеристики шума:

- осциллограмма, гистограмма;
- значения первых четырех кумулянтов (среднее, дисперсия, коэффициенты асимметрии и эксцесса);
- спектральная плотность мощности, биспектр, функция бикогерентности, и параметры их формы.

Для последующей обработки полученной информации о статистических характеристиках шума в блоке предусмотрена возможность сохранения массива данных в текстовом формате.

Просмотр осциллограммы шума осуществляется на закладке “Realization”. Здесь предусмотрен пошаговый просмотр “Show Realization Step by step” и просмотр реализации целиком: “Show Realization”. Доступна лупа для детального исследования осциллограммы.

Спектральный анализ проводится с помощью закладки “Spectrum”. Здесь присутствуют вспомогательные элементы: лупа и курсор для детального исследования спектра, настраиваемые шкалы и т. п.

В программном комплексе параметр формы спектра, характеризующий “наклон” спектра, определяется по участку кривой, ограниченному вертикальными курсорами, которые могут быть выставлены изменением значений частоты в соответствующих полях ввода, либо при использовании “мыши”.

Одним из методов исследования шума, в частности его негауссовости, является оценка одномоментных статистических характеристик, таких как гистограмма и кумулянты. Метод заключается в выявлении негауссовости по виду гистограммы, а также оцениванием отличия старших кумулянтов от нуля.

Анализ статистических характеристик шума осуществляется на вкладке “Histogram”. Если исследуемый шум имеет одномерную функцию распределения гауссова вида, то, в так называемых, гауссовых координатах, эта функция имеет вид двух биссектрис в третьем и четвертом квадрантах. Таким образом, если шум гауссов, то результаты вычисления гистограммы рассеяны вдоль указанных биссектрис, соответствующих гауссову распределению.

Измерение гистограммы используется в качестве оценки плотности вероятности шума. Одновременно, с построением гистограммы, рассчитываются такие статистические характеристики как среднее, стандартное отклонение от среднего, коэффициенты асимметрии и эксцесса.

В добавление к спектральному анализу, в анализаторе предусмотрена возможность исследования биспектра.

В программном анализаторе реализована возможность вычисления реальной и мнимой части биспектра, его модуля и бифазы.

В программном комплексе предусмотрен просмотр диагонального сечения абсолютного значения биспектра оцифрованного шумового напряжения.

Тестирование установки проводилось путём измерения низкочастотного шума резисторов различного номинала, от 10 кОм до 1 МОм, и сопоставления полученных оценок с теоретическим значением спектральной плотности мощности теплового шума, рассчитанной по формуле Найквиста. В частности, результаты измерения для резистора 40 кОм показаны на рис. 2 (кривая 1); спектр измерялся с использованием предварительного усилителя Ultra – Low Noise Preamplifier 5184. Значение измеренного спектра удовлетворительно согласуется с формулой Найквиста ($S_v \approx 7 \cdot 10^{-16} \text{ В}^2/\text{Гц}$). Собственные шумы установки с предварительными усилителями Low Noise Preamplifier 5113 (кривая 2) и Ultra – Low Noise Preamplifier 5184 (кривая 3) также показаны на рис. 2. Использование предварительного усилителя Low Noise Preamplifier 5113, обладающего большим шумовым сопротивлением, к существенным изменениям характерного уровня спектра не привело. Длительность записи временной реализации при получении приведенных выше экспериментальных данных составила 200 секунд при частоте дискретизации 50 кГц, что обеспечило возможность измерения спектра в диапазоне от 1 Гц до 20 кГц с точностью до 5 % (размер Фурье-преобразования $2^{14}=16384$ точек, количество усреднений 300).

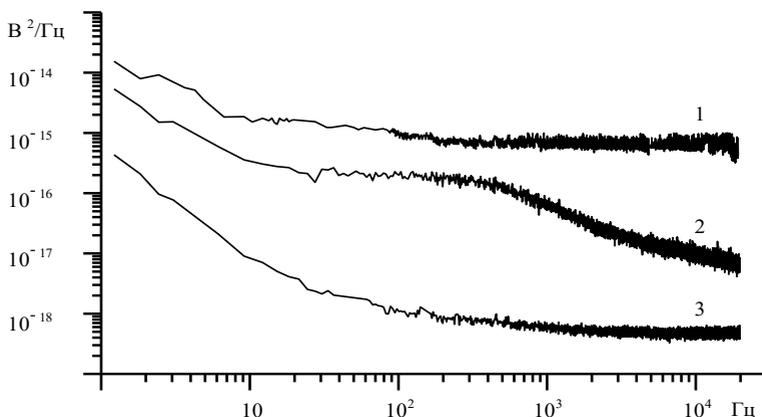


Рис. 2

Конструктивные решения и подходы, заложенные при разработке мобильного комплекса, позволили проводить измерения низкочастотных шумов полупроводниковых приборов [2]–[8] в специализированных помещениях, экранированных от внешних электромагнитных помех, а также в полевых условиях.

Проведенные с помощью программного комплекса ADSViewer исследования показали возможность эффективного контроля и изучения шумовых процессов в полупроводниковых приборах в полосе частот от 1 Гц до 20 кГц.

- [1] Шмелев Е.И., Клюев А.В., Якимов А.В. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2009. № 5. С. 81.
- [2] Беляков А.В., Клюев А.В., Якимов А.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2008. Т. 51, № 2. С. 149.
- [3] Klyuev A.V., Shmelev E.I., Yakimov A.V. // Fluctuation and Noise Letters. 2012. Vol. 11, No. 2. 1250015 (11 pages). DOI: 10.1142/S0219477512500150.
- [4] Klyuev A.V., Yakimov A.V. // Physica B: Condensed Matter. 2014. Vol. 440. P. 145. <http://dx.doi.org/10.1016/j.physb.2014.01.021>.
- [5] Klyuev A.V., Shmelev E. I., Yakimov A.V. // Fluctuation and Noise Letters. 2014. Vol. 1, No. 1. 1450003 (16 pages). DOI: 10.1142/S0219477514500035.
- [6] Klyuev A.V., Yakimov A.V., Zhukova I.S. // Fluctuation and Noise Letters. 2015. Vol. 14, No. 3. 1550029 (12 pages). DOI: 10.1142/S0219477515500297.
- [7] Клюев А.В. // Вестник Московского Университета. Серия 3. Физика. Астрономия. 2011. № 3. С. 20.
- [8] Клюев А.В. // Вестник Московского Университета. Серия 3. Физика. Астрономия. 2012. № 3. С. 13.

ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ СОЗДАНИЯ ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ СТЕНДА ИМИТАЦИИ ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ

Ю.А. Паршукова, Д.А. Пальгубев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В современных условиях является актуальным совершенствование и повышение эффективности системы контроля воздушной обстановки, которая предназначена для сбора данных, анализа информации и принятия решений в режиме реального времени. При разработке и отладке таких систем широко применяются различные стенды имитации. Требования к таким стендам по имитации реальной воздушной обстановки достаточно высоки. Проблемы по созданию подобных программно-аппаратных систем в основном состоят в нехватке вычислительной мощности для обеспечения расчетов в режиме реального времени. Один из эффективных методов решения данных проблем состоит в оптимизации процессов и использования алгоритмов, которые снижают требования к объему вычислений.

Основные проблемные вопросы при создании программно-аппаратных комплексов имитации воздушной обстановки

Для гарантированного обеспечения безопасности в воздушно-космическом пространстве необходимо иметь эффективную систему разведки и предупреждения о воздушной обстановке. Своевременность поступающей информации определяется быстродействием действующей системы обработки информации, а достоверность характеризуется обобщенными показателями качества радиолокационной системы и, в целом, интегральным показателем информационных потерь. Однако, для обеспечения полной эффективности таких систем необходимо учитывать суммарные объемы передаваемых и обрабатываемых данных.

Кроме того, качество получаемых данных от радиолокационных станций (РЛС) зависит от их пространственного расположения. Правильный выбор мест локации РЛС позволяет получать более эффективную радиолокационную информацию (РЛИ) о воздушных объектах, способствующую своевременному обнаружению, сопровождению и распознаванию, что влечет за собой повышение эффективности системы контроля воздушного пространства в целом.

Имитация пространственного расположения РЛС является одной из важных задач программного модуля стенда имитации воздушной обстановки. От пространственного расположения РЛС и, соответственно, взаимного пересечения их зон обзора существенным образом зависит объем вычислений при создании имитационной обстановки.

Сейчас идет разработка новой системы – системы сетевой обработки. Для отладки программного обеспечения сетевой обработки требуется стенд имитации воздушной обстановки, который повторяет работу реальных радиолокационных систем, РЛС располагаются в пространстве, разных типов, с разными зонами и периодами обзора.

Имеющийся в данный момент модуль стенда воздушной обстановки построен по следующему принципу: имеются опорные точки трасс, в каждом промежутке которых с помощью интерполяции строятся дополнительные 500 точек. Заранее требуется

расставить радиолокационные станции, задав все их параметры. При сохранении сценария осуществляется обработка данных, занимающая достаточно большое количество времени. При запуске сценария происходит отправка необходимых данных в расчетные моменты времени обзора РЛС на дальнейшую обработку.

Главная проблема заключается в обработке большого количества информации. Для каждого радара необходимо проверять в каждый момент времени не пересекает ли его азимут обзора какую-либо из траекторий воздушных объектов. При достаточном количестве РЛС и числу воздушных объектов, сопоставимых с реальными объемами объектов в сценарии, количество расчетов будет приводить к длительному периоду ожидания обработки данных. Например, для одной РЛС и двух траекторий движения воздушного объекта требуется около 5 минут.

Кроме того, в имеющемся программно-аппаратном комплексе имеются следующие особенности:

- нет возможности отключения РЛС после запуска сценария;
- стенд имитации способен работать только с РЛС с круговыми зонами обзора;
- данные о траекториях объектов хранятся как файлы размером 30 Мегабайт для одной траектории воздушного объекта, где количество точек неравномерно распределено по времени.

Анализ данных особенностей показывает, что для новых исходных данных (большое количество РЛС и траекторий воздушных объектов, секторные зоны обзора и т.п.), необходима разработка программно-аппаратного комплекса имитации воздушной обстановки с обновленными алгоритмами.

Концепция и основные алгоритмы программного модуля имитации воздушной обстановки для стенда имитации воздушной обстановки, решающего выявленные проблемы

Для решения вышеизложенных проблем были предложены новые алгоритмы для создания более оптимального программно-аппаратного комплекса имитации воздушной обстановки. Одно из решений для сокращения времени обработки информации состоит в заранее определяющем факторе пересечения воздушным объектом зоны обзора РЛС. Если траектория воздушного объекта на протяжении сценария не попадает в зону обзора радара, то с начала до конца текущих расчетов нет необходимости подготавливать и обрабатывать данные по этой траектории для конкретного радара в течение этого сценария.

Следующий пункт, уменьшающий время обработки информации, состоит в том, чтобы информация об воздушных объектах хранилась в более согласованном виде для каждого объекта. Вместо того, чтобы хранить излишне большие массивы с данными, как в прошлой версии программного модуля, предлагается запоминать лишь опорные точки каждой трассы. И при необходимости, то есть, когда опорные точки трасс располагаются в зоне обзора РЛС, заносить их в отдельную таблицу, в которой далее с помощью интерполяции рассчитывать дополнительные точки. Тогда количество обрабатываемой информации уменьшится и не будет почти идентичных данных для каждой РЛС по каждой трассе. Новый алгоритм обработки данных можно представить на укрупненной схеме рис. 1.



Рис. 1

В новой системе имитации предполагается сделать возможность выбора типа зоны обзора РЛС (круговая или секторная), для задания секторной зоны обзора задается бисектриса зоны и размеры угла обзора РЛС.

Схема взаимодействия программных модулей в программно-аппаратном комплексе имеет вид, показанный на рис. 2.

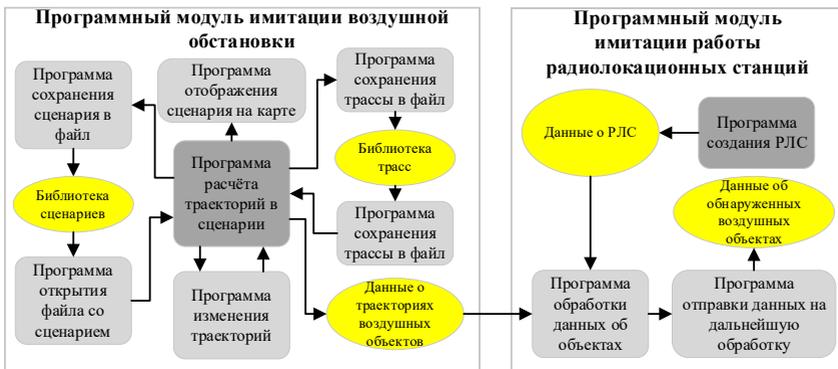


Рис. 2

Программно-аппаратного комплекс имитации воздушной обстановки состоит из двух программных модулей (ПМ): ПМ имитации воздушной обстановки (предназначен для создания сценариев движения воздушных объектов) и ПМ имитации работы радиолокационных станций (пространственная расстановка РЛС, задание параметров РЛС и обработка данных сценария в соответствии с работой станций).

Для включения и выключения радиолокационных станций во время сценария предусмотрено следующее: при включении РЛС в заранее не определенные моменты времени, программа будет рассчитывать в режиме реального времени новые данные, необходимые для отправки на дальнейшую обработку стенда. При неавтоматическом выключении станции, данные будут блокироваться и не отправляться. То есть при отправке данных будет осуществляться проверка, работает ли каждый из радаров.

Выводы

В целях усовершенствования программного обеспечения стенда имитации воздушной обстановки в новых условиях (пространственное расположение большого количества РЛС, круговой и секторный обзор, требования по уменьшению времени расчета исходных данных и их объема) были предложены варианты решения указанных задач. В частности, новые алгоритмы расчета исходных данных, более оптимальный алгоритм хранения информации о траекториях, новые возможности при имитации работы РЛС.

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

- [1] Пальгуев Д. А. Сочетание алгоритмов обработки информации и структуры информационной системы как инструмент построения информационной системы сетевой структуры // Радиопромышленность. 2021. Т. 31, №. 2. С. 49.
- [2] Марголис Н.Ю. Имитационное моделирование: учеб. пособие. – Томск: Издательский Дом Томского государственного университета, 2015. 130 с.
- [3] Эльберг М. С. Имитационное моделирование: учеб. пособие / М. С. Эльберг, Н. С. Цыганков. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. 128 с.
- [4] Пальгуев Д.А. Сравнительная оценка эффективности информационных систем иерархической и сетевой структуры на основе энтропийного подхода / Д.А. Пальгуев // Журнал РТС, раздел «Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. №. 1. С. 15.

ОСОБЕННОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ КООРДИНАТ В ПРОГРАММНО-АППАРАТНОМ КОМПЛЕКСЕ СТЕНДА ИМИТАЦИИ ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ

Н.И. Сурков, Д.А. Пальгуев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

При построении многопозиционной радиолокационной системы с пространственно-разнесенными некогерентными радиолокационными станциями (РЛС), необходимо учитывать особенности преобразования данных о точках стояния РЛС, пункта обработки (сервера), и данных о воздушных объектах (ВО), передаваемых в разных системах координат. В программно-аппаратном комплексе стенда имитации воздушной обстановки при пересчетах координат, начиная от момента имитации трассы воздушного объекта и заканчивая ее отображением, в некоторых случаях могут возникнуть проблемы в пересчете координат из одной систем в другую, а также в определении расстояния между точками.

Особенности преобразования координат в программно-аппаратном комплексе имитации воздушной обстановки

Для обмена данными между программными модулями используются 34-я (информация о РЛС) [1] и модифицированная собственными полями 48-я (информация о воздушном объекте) [1] категории протокола ASTERIX.

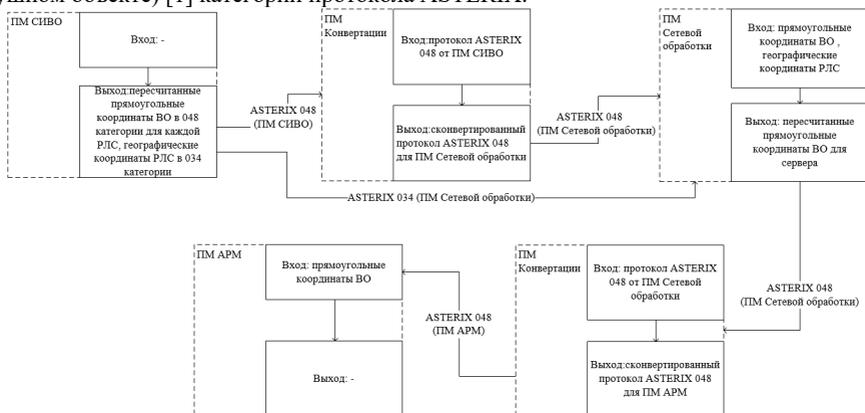


Рис. 1

В программном модуле (ПМ) стенда имитации воздушной обстановки (СИВО) создается трасса, координаты контрольных точек которой в прямоугольной системе координат. За ноль берется отдельно задаваемая точка в географических координатах. При активации РЛС отправляется пакет протокола ASTERIX категории 034 на ПМ Сетевой обработки для передачи данных о своих параметрах. Во время работы РЛС происходит пересчет прямоугольных координат под свои точки стояния. При обнаружении

воздушного объекта обрабатывается информация о нем и отправляется в пакете протокола ASTERIX категории 048 на ПМ Конвертации с данными о цели.

ПМ Конвертации: конвертация полей протокола от одного программного модуля для другого. Это позволяет, не меняя выходных данных, используя разные конвертеры, передавать данные корректно на другие программные модули.

ПМ Сетевой обработки: при получении пакета протокола ASTERIX категории 034, вычисляются коэффициенты пересчета для каждой РЛС на основе географических координат точек стояния сервера и РЛС. После чего применяются на прямоугольных координатах воздушных объектов из пакета протокола ASTERIX категории 048. Затем пересчитанные прямоугольные координаты и прочие данные о воздушном объекте обрабатываются согласно алгоритмам сервера.

ПМ Автоматизированного рабочего места (АРМ): отображение данных.

Проблемы преобразования координат

Если РЛС выдают в пункт обработки свои точки стояния в географических координатах, а потребителям нужны результаты объединения радиолокационной информации в прямоугольной системе, включая расстояние, то необходимы преобразования.

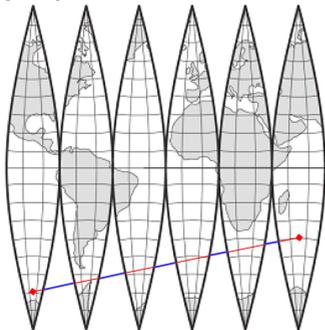


Рис. 2

Если ГРЛС выдают в пункт обработки свои точки стояния в географических координатах, а потребителям нужны результаты объединения радиолокационной информации в прямоугольной системе, включая расстояние, то необходимы преобразования.

Согласно ГОСТ 32453-2017 [3] для получения плоских прямоугольных координат в принятой на территории Российской Федерации проекции Гаусса-Крюгера используют геодезические координаты на референц-эллипсоиде Красовского, применяемого в странах СНГ, Европе. Однако просто рассчитать расстояние измерив прямую от точки до точки не получится. Из-за особенности проекции Гаусса-Крюгера, деления поверхности Земли на 6-ти градусные зоны и расположения их на плоскости, имеются “пустоты”, которые так же будут учитываться (рис. 2, синие линии) и искажать результат. Что бы этого избежать необходимо делать пересчет координат для каждой из зон [4], которые расположены на пути. Рассчитаем дальность между точками стояния сервера и РЛС. Однако формула Евклидова расстояния $d = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ с использованием пространственных координат не даст истинного значения, поскольку такое расстояние будет идти сквозь землю напрямую (рис. 3, синяя линия). Воспользуемся алгоритмом Винсенти [5], который выполняет вычисление расстояния между двумя точками географическими координатами на поверхности земного эллипсоида по кратчайшему пути (рис. 3, красная линия).

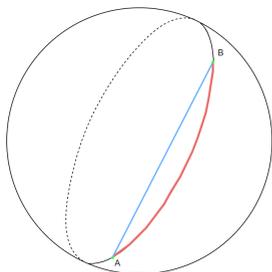


Рис. 3

Моделирование с целью проверки ошибки перевода координат и вычисления расстояния

- 1) Для тестирования возьмем географические координаты на эллипсоиде Красовского, после подстановки данных в формулы, описанные выше, получаем прямоугольные плоские координаты. Для изучения точности пересчета переведем полученный результат обратно в географические координаты и во второй раз преобразуем в прямоугольные. Таким образом, из-за нелинейности формул погрешность составляет порядка 0,0001 м.
- 2) Оценка точности перевычислений координат из одной зоны Гаусса-Крюгера в другую: выберем начальную точку в географических координатах и пересчитаем в плоские прямоугольные. Выбранная точка в 13 зоне. Пересчитаем для 12 зоны плоские прямоугольные координаты. Затем в географические и снова в плоские прямоугольные 13 зоны. Погрешность составляет порядка 1м.
- 3) Проведем сравнение влияния величины расстояния между точками на ошибку вычисления по разным алгоритмам. Начальная точка 56.29866; 43.98165 (4 корпус ННГУ)

Табл.

| Координаты второй точки, град | Расстояние на проекции Гаусса-Крюгера, м | Алгоритм Винсенти, м | Евклидово расстояние, м | Разница между | |
|---|--|----------------------|-------------------------|---|---|
| | | | | Проекцией Гаусса-Крюгера и алгоритмом Винсенти, м | Алгоритмом Винсенти и Евклидовым расстоянием, м |
| 56.32155 43.94827 (Московский вокзал, г. Нижний Новгород) | 3293.649 | 3293.484 | 3281.364 | 0.165 | 12.120 |
| 56.22833 43.45601 (Дзержинский вокзал) | 33497.440 | 33494.815 | 33435.132 | 2.625 | 59.683 |
| 55.77328 37.65638 (Казанский вокзал, г. Москва) | 398749.263 | 398458.992 | 397500.716 | 290.272 | 958.276 |
| 54.9559 73.31769 (Аэродром, Омск) | 1846782.018 | 1839905.486 | 1829380.068 | 6876.532 | 10525.418 |

| | | | | | |
|--|-------------|-------------|-------------|------------|------------|
| 43.11125 131.8815 (Морской вокзал, г. Владивосток) | 6199381.351 | 6056398.297 | 5832291.893 | 142983.054 | 224106.404 |
|--|-------------|-------------|-------------|------------|------------|

Выводы

Для решения задач корректного преобразования координат на стенде имитации воздушной обстановки, были подобраны и протестированы формулы пересчета координат из географических на эллипсоиде Красовского в прямоугольную плоскую систему. Погрешность преобразования для одной точки составляет не более 0.0001 м. А также метод пересчета из одной зоны в другую для проекции Гаусса-Крюгера, погрешность составляет порядка 1 метра. Ошибка вычисления формулы евклидова расстояния на пространственных координатах истинным значением существенно расходится даже на малых расстояниях. Следовательно, между РЛС в МПРЛС, а также между координатами ВО и РЛС, переданные в географической системе координат, неприменимы формулы евклидова расстояния.

Для расчетов координат воздушных объектов и расстояния для того, чтобы уменьшить максимально ошибку вычислений необходимо в пределах 1, максимум 2 зон проекции Гаусса-Крюгера использовать прямоугольную систему координат и формулы Гаусса-Крюгера, все что дальше этого рассчитывать в географических по алгоритму Винсентти.

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

- [1] EUROCONTROL/ Информационный ресурс https://www.eurocontrol.int/library/search?keywords=ASTERIX&sort_by=search_api_relevance (дата обращения 27.04.2024).
- [2] Закатов П.С., Курс высшей геодезии / П.С. Закатов. - 4-е изд., перераб. и доп. - Москва: Недра, 1976. 511 с.
- [3] ГОСТ 32453-2017 / База ГОСТов / Информационный ресурс https://rosgos.ru/file/gost/07/040/gost_32453-2017.pdf (дата обращения 27.04.2024).
- [4] Сидоркин И.В. Таблицы для перевычисления координат из одной зоны в другую / И.В. Сидоркин, В. Я. Зверев. - Москва: Воениздат, 1968. 23 с.
- [5] Geocentric Datum of Australia Technical Manualv2.3. ICSM-ISBN0-9579951-0-5. / Информационный ресурс <http://www.icsm.gov.au/gda/gdatm/gdav2.3.pdf> (дата обращения 27.04.2024).
- [6] Пальгеев Д.А. Сочетание алгоритмов обработки информации и структуры информационной системы как инструмент построения информационной системы сетевой структуры // Радиопромышленность. 2021. Т. 31, №. 2. С. 49.
- [7] Побединский Г.Г. Системы координат в геодезии и их связи: учеб. пособие / Г.Г. Побединский. - Н. Новгород: ННГАСУ, 2023. 144 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ СТЕПЕНИ КОГЕРЕНТНОСТИ ДИСКРЕТНО-КВАНТОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

А.М. Королев, А.Е. Тимофеев

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

В приемных устройствах используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП), которые преобразуют непрерывный входной сигнал в сигнал, дискретный по времени и квантованный по амплитуде. В процессе дискретизации и квантования непрерывный сигнал неизбежно будет искажаться, так как возникают шумы квантования, а увеличение шума приводит к изменению когерентности сигнала.

В работе [1] был предложен метод селекции имитирующих сигналподобных радиопомех, основанный на оценке когерентных свойств радиолокационных сигналов. Метод применим для систем с внутренней когерентностью – таких систем, которые подразумевают знание закономерности фазовой структуры излучаемого и отражённого сигналов. В качестве меры когерентности сигналов предлагается использовать энтропию распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы.

В работе [2] рассматривалась энтропия непрерывного зашумленного сигнала с флуктуациями частоты, фазы. В результате была показана зависимость энтропии от отношения сигнал шум (ОСШ) для различных значений дисперсий гауссовых флуктуаций фазы и частоты.

В работе [3] рассматривались факторы, влияющие на степень когерентности, а также были показаны результаты натурального эксперимента по селекции имитирующих сигналподобных помех, было показано отличие значения энтропии для сигналов, отраженных от реальных целей, и для сигналов имитатора.

В данной работе целью стало исследование степени когерентности дискретно-квантованного сигнала в виде энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы.

Рассмотрим методику, по которой будет проводиться моделирование энтропии дискретно-квантованного радиосигнала. Пусть на вход идеального АЦП радиолокационной системы поступает сигнал в виде аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового белого шума. Модель идеального АЦП учитывает разрядность преобразователя и размер шага квантования, считая его собственный шум нулевым, а характеристику преобразования линейной. Амплитуда дискретизированного по времени сигнала после АЦП будет иметь следующий вид:

$$Y = X + Z. \quad (1)$$

Вектор амплитуды детерминированного и дискретизированного сигнала имеет вид:

$$X = a \cdot (e^{-i\omega T_d}, e^{-i\omega 2T_d}, \dots, e^{-i\omega L T_d}), \quad (2)$$

где a – фиксированный амплитудный множитель, L – длительность сигнала; ω – частота сигнала; $T_d = \frac{2\pi}{\omega_d}$ – период дискретизации, где ω_d – частота дискретизации; знак $*$ – эрмитово сопряжение.

\mathbf{Z} – вектор гауссового белого шума со среднеквадратическим отклонением σ и распределением плотности вероятности $p(\xi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{\xi^2}{2\sigma^2}}$, ξ – случайная величина.

$\langle \mathbf{Z}\mathbf{Z}^* \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}$ – корреляционная матрица гауссового шума, задаваемого вектором \mathbf{Z} , \mathbf{I} – единичная матрица.

Каждое значение амплитуды сигнала квантовалось в соответствии с выбранной разрядностью АЦП и соответствующей ему линейной передаточной характеристикой:

$$U_{out} = \left\lfloor \frac{U_{in}}{a_{dac}} \right\rfloor \cdot a_{dac}, \quad (3)$$

где U_{out} – выходная амплитуда сигнала на выходе АЦП; U_{in} – входная амплитуда сигнала на входе АЦП; $a_{dac} = \frac{a}{2^M}$ – амплитуда младшего значащего разряда, где M – разрядность преобразующего устройства.

Смоделированный сигнал \mathbf{Y} делится на выборки \mathbf{Y}_n длительностью N , количество таких выборок $\frac{L}{N}$.

Выборочная корреляционная матрица \mathbf{R} имеет вид:

$$R = \frac{N}{L} \sum_{i=0}^{\frac{L}{N}-1} Y_i Y_i^*. \quad (4)$$

Для корреляционной матрицы находятся собственные числа λ_i . Нормированные собственные числа имеют вид:

$$\lambda_{0i} = \frac{\lambda_i}{\sum_{j=1}^N \lambda_j}. \quad (5)$$

Энтропия вычисляется на основе нормированных собственных чисел выборочной корреляционной матрицы R :

$$H = - \sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \cdot \ln(\lambda_{0i}). \quad (6)$$

В ходе работы были использован ряд параметров, описывающих дискретно-квантованный сигнал:

- Отношение сигнал шум $q = \frac{a}{\sigma}$
- Отношение кванта амплитуды АЦП к амплитуде сигнала $d = \frac{a_{dac}}{a}$.
- Отношение частоты сигнала к частоте дискретизации $w = \frac{\omega}{\omega_d}$.
- Параметр N_mean , который показывает количество усреднений энтропии.

Для сравнения полученных в ходе моделирования результатов с известной оценкой энтропии использовались данные работы [4]. В случае аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума нормированные собственные чисел имеет вид:

$$\lambda_{01} = \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N}, \lambda_{02} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{q^2 N + N}, \quad (7)$$

а значение энтропии будет соответствовать:

$$H(q) = \ln(q^2 N + N) - \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln(q^2 N + 1). \quad (8)$$

На основе выражений (6) – (8) производился расчет оценочных значений энтропии H от отношения сигнал-шум q .

Методом численного моделирования была получена зависимость энтропии дискретно-квантованного сигнала от отношения сигнал шум и отношения частоты сигнала к частоте дискретизации. Были построены зависимости значений разности энтропии полученного сигнала и оценки энтропии по отношению к логарифму N , а полученную величину выразить в процентах:

$$\Delta H = \frac{H - H_t}{\ln(N)} \cdot 100\% . \quad (9)$$

На рис. 1 красной, синей и черной линиями представлена зависимость разности энтропий от отношения сигнал шум для различных значений длительности сигнала L . Модель рассматривается для 12-ти разрядного АЦП, длительность выборки $N=50$, отношение кванта амплитуды АЦП к амплитуде сигнала $d=0,01$, отношение частоты сигнала к частоте дискретизации $w=0,1$, количество усреднений $N_{mean}=200$. Красной линией построена разность энтропий для $L=10N$, синей линией построена разность энтропий для $L=100N$, черной линией построена разность энтропий для $L=1000N$. Зеленой линией построена разность энтропии непрерывного сигнала и оценки энтропии для $L=1000N$. Зеленая и синяя линии на графике накладываются друг на друга, что свидетельствует о недостаточной дискретизации для отличия дискретно-квантованного сигнала от непрерывного сигнала при данных параметрах. Также наблюдается, что при увеличении длительности сигнала разность энтропий сходится к нулю.

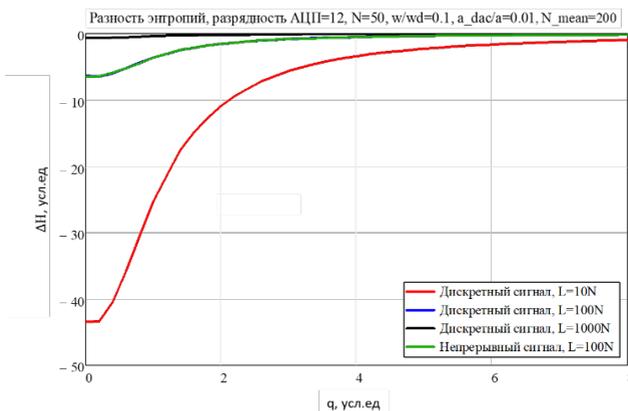


Рис. 1

На рис. 2 красной, синей и черной линиями представлена зависимость разности энтропий от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации для различных значений отношения сигнал шум q . Модель рассматривается для 12-ти разрядного АЦП,

длительность выборки $N=10$, отношение кванта амплитуды АЦП к амплитуде сигнала $d=0,01$, длина сигнала $L=1000N$, количество усреднений $N_{\text{mean}}=1000$. Красной линией построена разность энтропий для $q=1$, синей линией построена разность энтропий для $q=3$, черной линией построена разность энтропий для $q=5$. Зависимость разности энтропий от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации при данных параметрах не наблюдается. При увеличении отношения сигнал шум q разность энтропий уменьшается.

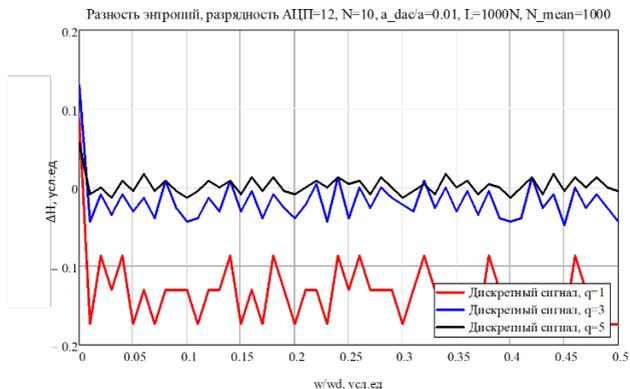


Рис. 2

Таким образом была, рассмотрена зависимость разности энтропии дискретно-квантованного сигнала и оценочного значения энтропии от отношения сигнал шум, при увеличении длительности сигнала разность стремится к нулю. Была рассмотрена зависимость разности энтропии дискретно-квантованного сигнала и оценочного значения энтропии от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации, при рассмотренных параметрах зависимость не была выявлена.

- [1] Фитасов Е.С. Система селекции имитирующих помех // Датчики и системы. 2017. №3. С. 24.
- [2] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. Оценка когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, №. 1. С. 69.
- [3] Фитасов Е.С., Леговцова Е.В., Кудряшова О.Е., Козлов С.А., Насонов В.В. Селекция имитирующих сигналоподобных помех в радиолокационных системах с внутренней когерентностью // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, №. 11. С. 917.
- [4] Михеев П.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т. 49, №. 1. С. 82.
doi: 10.1007/s11141-006-0039-8.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА БАЗЕ ПОВЕРХНОСТНО-СФЕРИЧЕСКОГО АНСАМБЛЯ СИГНАЛОВ

В.В. Пархачёв, Р.О. Тумаков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В данной работе рассматривается построение шумоподобного сигнала на основе поверхностно-сферического ансамбля сигналов, определяется его помехоустойчивость и проводится анализ эффективности системы связи на базе такого сигнала для некоторых частных случаев.

Общие положения

Как известно, сигнал можно представить [1] в виде точки в N -мерном пространстве. Набор сигналов, соответствующих набору точек в сигнальном пространстве, называется ансамблем сигналов. Точки можно расположить на поверхности N -мерной сферы. Ансамбль сигналов, состоящий из точек, находящихся на поверхности N -мерной сферы, называется поверхностно-сферическим ансамблем сигналов.

Любой сигнал, принадлежащий к поверхностно-сферическому ансамблю сигналов, можно представить в виде:

$$s(t) = \sqrt{(N/2)P_S} \left[\sum_{i=1}^N x_i V_i(t) \right], \quad (1)$$

N – размерность сигнального пространства,

P_S – средняя мощность сигналов,

$V_i(t)$ – элементарные ортогональные сигналы,

x_i – координаты точки в сигнальном пространстве, соответствующие конкретному сигналу.

Как уже было сказано, сигнал может определяться [2] координатами точки в N -мерном сигнальном пространстве. При достаточно большой размерности N -мерной сферы, координаты точек, расположенных на ее поверхности, становятся распределены по Гауссу [3]. То есть, координаты точек чисел x , в случае распределения точек по поверхности сферы достаточно большой размерности, становятся гауссовой величиной.

Как следует из свойств гауссовых величин, суперпозиция детерминированной и гауссовой величины становится гауссовой величиной. В таком случае, набор координат точек x , расположенных на поверхности N -мерной сферы достаточно большой размерности, позволяет получить гауссов сигнал. Другими словами, сигнал по своим свойствам приближается к свойствам гауссовского шума, а, значит, его использование позволяет приближаться к шенноновскому теоретическому пределу пропускной способности [4]. Сигнал, приближенный по своим свойствам к шуму, называют шумоподобным.

Расположение точек на поверхности сферы

Точки на поверхности сферы следует распределять равномерно, чтобы вероятность символьной ошибки была одинаковой для всех символов.

На рис. 1 проведен пример распределения точек по поверхности трёхмерной сферы.

В данном способе расположения точки распределяются по сфере слоями. Изначально задается угловой шаг для формирования слоёв, затем в каждом слое определяется число точек.

Декартовы координаты сигнальных точек определяются через фазовые координаты следующим образом:

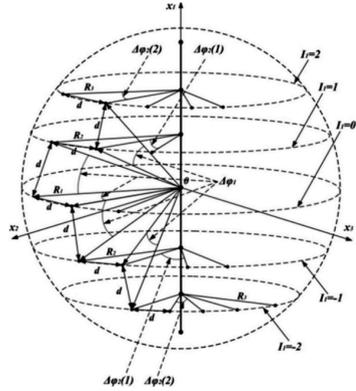


Рис. 1

$$x_{m_1} = \sin\varphi_{m_1}; x_{m_2} = \cos\varphi_{m_1} \sin\varphi_{m_2}; \dots; \tag{2}$$

$$x_{m_{(N-1)}} = \prod_{i=1}^{N-2} (\cos\varphi_{m_i}) \sin\varphi_{m_{(N-1)}}; \tag{3}$$

$$x_{m_N} = \prod_{i=1}^{N-2} (\cos\varphi_{m_i}) \cos\varphi_{m_{(N-1)}}. \tag{4}$$

Угловой шаг для формирования слоёв и число точек в слое определяются следующим образом: $-0.5\pi \leq \varphi_{m_k} \leq 0.5\pi$, если $1 \leq k \leq N - 2$, и $0 \leq \varphi_{m_{(N-1)}} \leq 2\pi$,

$$\Delta\varphi_{m_k}(\Delta\varphi_1, \overline{I_{m_{k-1}}}) = 2\arcsin \left[\frac{|\sin(\frac{\Delta\varphi_1}{2})|}{\prod_{i=1}^{k-1} (|\cos(I_{m_i} \Delta\varphi_{m_i})|)} \right], \tag{5}$$

$$M_k(\Delta\varphi_1, \overline{I_{m_{k-1}}}) = \text{int} \left\{ \arccos \left[\frac{|\sin(\frac{\Delta\varphi_1}{2})|}{\prod_{i=1}^{k-1} (|\cos(I_{m_i} \Delta\varphi_{m_i})|)} \right] \frac{1}{\Delta\varphi_{m_k}} \right\}. \tag{6}$$

Вероятность символьной ошибки

Была рассчитана теоретическая вероятность символьной ошибки для случая трехмерного поверхностно-сферического ансамбля сигналов, состоящего из 6 сигнальных точек.

Сравнение QPSK и 6ПСАС проводилось исходя из того, что в обоих случаях минимальные расстояния между ближайшими точками равны. Результаты вычислений графически изображены на рис. 2. Для краткости, в легендах графиков, сигнал,

основанный на трехмерном поверхностно-сферическом ансамбле сигналов, будем называть 6ПСАС. Вероятность символьной ошибки в случае 6ПСАС выше, чем в случае QPSK. Но не стоит забывать, что в одном символе 6ПСАС передается больше информации, чем в символе QPSK. Сравнение 6ПСАС и 6PSK проводилось исходя из того, что оба ансамбля сигналов состоят из одинакового числа точек. Вероятность символьной ошибки в случае 6ПСАС ниже, чем в случае 6PSK. Другими словами, при одинаковом числе сигнальных точек, сигнал, основанный на поверхностно-сферическом ансамбле, даёт выигрыш перед двумерным ансамблем сигналов. Однако, передача сигнала из трёхмерного ансамбля требует больше частотно-временного ресурса.

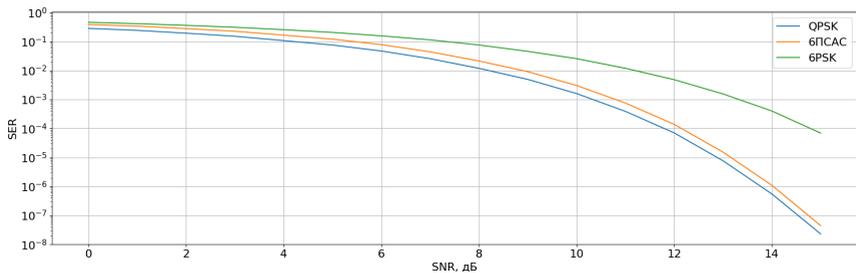


Рис. 2

Анализ эффективности системы с поверхностно-сферическим ансамблем

Одним из способов, позволяющих оценить эффективность систем связи, является вычисление коэффициент использования канала η :

$$\eta = \frac{R}{C}, \quad (7)$$

R – скорость передачи информации в системе связи, C – пропускная способность канала связи

$$R = 1 + (1 - BER)\log_2(1 - BER) + BER\log_2(BER), \quad (8)$$

$$C = \Delta f \log_2(1 + \rho_0), \quad (9)$$

BER – вероятность битовой ошибки в системе связи при определенном ρ_0

Δf – используемая полоса частот

ρ_0 – отношение сигнал/шум

Так, коэффициент использования канала выглядит следующим образом:

$$\eta = \frac{1 + (1 - BER)\log_2(1 - BER) + BER\log_2(BER)}{\Delta f \log_2(1 + \rho_0)}. \quad (10)$$

Опираясь на коэффициент использования канала η , можно сделать вывод, с каким ансамблем сигналов система связи будет эффективнее при прочих равных условиях. В этом исследовании было проведено сравнение систем связи, основанных на различных ансамблях сигналов (трёхмерный 6ПСАС, двумерные QPSK и 6PSK), при прочих равных условиях. Результат изображен на рис. 3. В результате анализа было установлено,

что коэффициент использования канала в случае 6ПСАС меньше, чем у QPSK и 6PSK, что говорит о более низкой, по сравнению с традиционными ансамблями сигналов, эффективности, касаемо рассматриваемого частного случая.

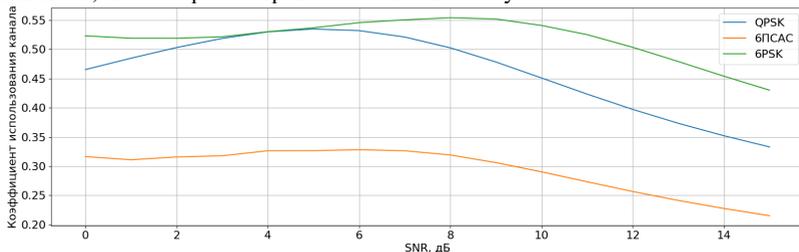


Рис. 3

Выводы

В ходе работы было проведено сравнение 6ПСАС с традиционными ансамблями сигналов (QPSK, 6PSK). Символьная ошибка выбранного ансамбля сигналов оказалась больше, чем в случае QPSK, но меньше, чем у 6PSK. При этом один сигнал с поверхностно-сферическим ансамблем несёт больше информации, чем сигнал QPSK. При равном количестве сигнальных точек ПСАС показал более высокую, по сравнению с традиционным 6PSK, помехоустойчивость. Проведено сравнение коэффициента использования канала при использовании сигнала 6ПСАС со случаем ансамблей QPSK и 6PSK – по результатам трехмерный 6ПСАС проигрывает своим двумерным аналогам. Это может быть объяснено тем, что полоса частот в трёхмерном случае используется не полностью, и, как следствие, необходимо рассматривать, как минимум, четырёхмерный поверхностно-сферический ансамбль.

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

- [1] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011, 368 с.
- [2] Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. – Москва : Техносфера, 2018. 310 с. ISBN 978-5-94836-478-0.
- [3] Hamkins J. Design and Analysis of Spherical Codes, PhD thesis, Univ. of Illinois at Urbana-Champaign, 1996.
- [4] Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. 830 с.

ОБОСНОВАНИЕ КОНФИГУРАЦИИ РАЗМЕЩЕНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ОБЛУЧАТЕЛЕЙ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ С ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ ПРОХОДНОГО ТИПА В ИНТЕРЕСАХ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Е.А. Бабушкин, Р.В. Калашников, А.М. Лаврентьев

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Сложность современной электромагнитной обстановки требует использования новых технических решений в образцах радиолокационной техники. Одной из перспективных технологий является цифровое диаграммообразование (ЦДО), которое позволяет осуществлять как множественную компенсацию помех, так и пеленгацию источников радиоизлучения (ИРИ) со сверхрелеевским разрешением [1]. Однако ввиду высокой стоимости приемо-передающих модулей антенных решеток с ЦДО в Х диапазоне широко распространенными остаются радиолокационные станции (РЛС) с фазированными антенными решетками (ФАР) проходного типа, лишенные преимуществ данной технологии. В работах [2, 3] предлагается провести незначительную доработку образца РЛС, заключающуюся в применении дополнительных облучателей с цифровыми выходами, размещаемых в плоскости раскрыва основного облучателя ФАР, что позволяет рассматривать систему «ФАР проходного типа – дополнительные облучатели с цифровыми выходами» (рис. 1) как эквивалент антенной решетки с возможностями ЦДО.

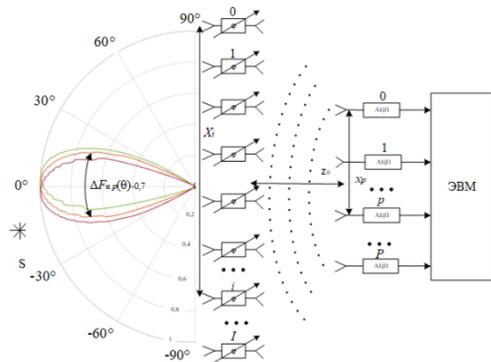


Рис. 1

Наиболее актуальной задачей, решаемой данной системой, является пеленгация ИРИ, в силу возможности определения пеленгов без физического сканирования лучом диаграммы направленности путем многолучевого ЦДО [1, 2]. В то же время на точностные характеристики пеленгатора кроме интенсивности принимаемого сигнала влияют геометрические размеры пеленгатора, которые невозможно безгранично увеличивать из-за возможности возникновения неоднозначности измерений [4].

Таким образом, целью работы является обоснование конфигурации размещения дополнительных облучателей в РЛС с ФАР проходного типа в интересах повышения точности пеленгования ИРИ.

При фиксированном отношении сигнал/шум в каналах прима потенциальная точность пеленгования ИРИ будет зависеть исключительно от крутизны пеленгационной характеристики, величина которой равна второй производной в точке максимума диаграммы направленности антенны (ДНА) пеленгатора [4]. ДНА решетки из облучателей в одной плоскости описывается выражением:

$$\dot{F}_{p,\text{обл.}}(\theta) = \dot{H}_{p,\text{обл.}}(\theta) \cdot F_{\kappa}(\theta), \quad (1)$$

где $\dot{H}_{p,\text{обл.}}(\theta)$ – множитель решетки, $F_{\kappa}(\theta)$ – ДНА канала. Множитель решетки рассчитывается как преобразование Фурье от амплитудно-фазового распределения на решетке:

$$\dot{H}_{p,\text{обл.}}(\theta) = \sum_{p=0}^P \mu_p \cdot \exp[j \cdot \kappa \cdot x_p \cdot (\sin \theta - \sin \theta_m)], \quad (2)$$

где μ_p – значение амплитуды на p -м облучателе, $\kappa = 2 \cdot \pi / \lambda$ – волновое число, λ – длина волны, x_p – координата облучателя, θ_m – угол отклонения максимума ДНА, p – номер облучателя, P – количество облучателей.

В случае линейной антенной решетки с равномерным амплитудным распределением выражение (1) с учетом (2) преобразуется к виду:

$$\dot{F}_{p,\text{обл.}}(\theta) = F_{\kappa}(\theta) \cdot \frac{\sin \left[\frac{\kappa \cdot x_p}{2} (\sin \theta - \sin \theta_m) \right]}{P \cdot \sin \left[\frac{\kappa \cdot (x_p - x_{p-1})}{2} (\sin \theta - \sin \theta_m) \right]}, \quad (3)$$

Исходя из выражения (3) можно отметить, что без учета направленных характеристик пространственных каналов в интервале углов $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ будут возникать дифракционные максимумы единичной амплитуды при $(x_p - x_{p-1}) > \frac{\lambda}{2}$, что приведет к неоднозначности измерения пеленгов ИРИ. В то же время каналы приема не являются изотропными, что означает невозможность обнаружения сигнала от ИРИ при его угловом положении, превышающем ширину ДНА канала ввиду низкого отношения сигнал/шум из-за направленных свойств антенны.

Рассчитаем характеристику направленности каналов при установке нулевого фазового распределения на элементах ФАР и ошибкой установки фазы в $22,5^\circ$:

$$F_{\kappa p}(\theta) = \sum_{i=0}^I A_{pi} \cdot \exp[j \cdot \kappa \cdot X_i \cdot \sin \theta + \nu_{pi}], \quad (4)$$

где $A_{pi} = 0,8 \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot (X_i - x_p)}{2} \right]$ – значение амплитуды на i -м элементе ФАР, формируемое p -м облучателем, X_i – координата i -го элемента эквидистантой ФАР с гексагональным размещением элементов с шагом $0,667\lambda$, $\nu_{pi} = \kappa \cdot \left[\sqrt{(X_i + x_p)^2 + z_0^2} - z_0 \right]$ – значение фазы поля на i -м элементе ФАР, формируемое p -м облучателем, $I=10000$ – количество элементов.

Результирующие ДНА каналов представлены на рис. 2.

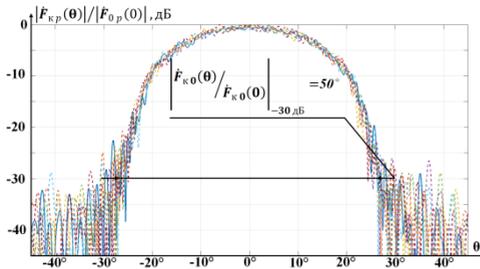


Рис. 2

$-25^\circ \geq \theta \leq 25^\circ$ будет связано с возникновением дифракционных максимумов и отсеивать их. На основании этого необходимо подбирать межэлементное расстояние таким образом, чтобы дифракционные максимумы не возникали только в секторе $-25^\circ \geq \theta \leq 25^\circ$, а не во всей сфере реальных углов, что позволит обеспечить увеличение геометрических размеров пеленгатора и как следствие точности пеленгования. Возникающие дифракционные максимумы необходимо отсеивать алгоритмическим путем. Дифракционные максимумы, согласно выражения (3), будут возникать с направлений $-25^\circ > \theta < 25^\circ$ при условии $(x_p - x_{p-1}) > 1,5\lambda$.

Таким образом, обоснованной конфигурацией размещения дополнительных облучателей в РЛС с ФАР проходного типа является линейная решетка с межэлементным расстоянием $(x_p - x_{p-1}) = 1,5\lambda$, так как она обеспечивает наибольшую точность пеленгования без возникновения неоднозначности измерения пеленгов ИРИ при условии исключения ложных оценок алгоритмическим путем в диапазоне $-25^\circ \geq \theta \leq 25^\circ$.

- [1] Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М.В. Ратынский. – М.: Радио и связь, 2003. 200 с. ил.
- [2] Бабушкин Е.А., Калашников Р.В., Лаврентьев А.М. Оценка временных затрат на пеленгование постановщиков активных помех в типовых многофункциональных радиолокационных станциях с фазированной антенной решеткой проходного типа /Е.А. Бабушкин, Р.В. Калашников, А.М. Лаврентьев // Научная мысль. 2022. Т. 20. №. 2-1(44). С. 26.
- [3] Калашников Р.В. Методика выделения из круглой ФАР просветно-линзового типа элементарных излучателей для формирования дополнительных компенсационных антенн А.М. Лаврентьев, Р.В. Калашников // Материалы международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2018». (Москва 11-12 мая 2018 г.) – Москва, Россия, доклады, 2018. С 65.
- [4] Сколник М. Справочник по радиолокации в 4 т. Т. 2. / М. Сколник. – М. : Сов. Радио, 1977. 408 с.

Исходя из рисунка 2 можно отметить, что интенсивность сигнала с направлений $-25^\circ \geq \theta \leq 25^\circ$ снижается на 30 дБ из-за направленных свойств пространственных каналов, что означает невозможность обнаружения сигналов от ИРИ с данных направлений. Принимая в расчет данное свойство можно предположить, что наличие оценок пеленгов ИРИ с направлений -

АНАЛИЗ СПОСОБОВ СЕЛЕКЦИИ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ

М.Г. Корягин, К.Е. Кузнецов, С.В. Лисейцев

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Анализ состояния и перспективы совершенствования средств воздушного нападения (СВН) противника позволяют определить основные тенденции их развития [1]. Для максимального снижения потерь дорогостоящих СВН широко применяются ложные цели и активные помехи, причем среди последних предпочтение отдается сигналоподобным помехам (СПП), уводящие по дальности, скорости, угловым координатам, а также имитирующим сигнал, отраженный от цели. Такие помехи, как показано на рис. 1, представляют собой серию импульсов, излучаемых передатчиком помех в ответ на прием каждого зондирующего импульса подавляемой РЛС, и могут формировать отметки как после положения цели по дальности, так и перед ней.

Из теории [2-5] известен ряд оригинальных решений, позволяющих обеспечить защиту РЛС обзора и целеуказания от активных имитирующих помех. Они основаны на использовании различий во временной и частотной структурах импульсов помехи и сигнала, а также на использовании различий в направлении их прихода.

Дифференцирующие цепи (ДЦ) в видеотракте приемника устройства обеспечивают подавление помех, длительность импульсов которых существенно превышает длительность импульсов полезного сигнала [2-4].

Простейшим устройством защиты от узкополосных имитирующих помех является дифференцирующая цепь в видеотракте приемника (рис. 2). Отрицательные выбросы от задних фронтов импульсов на выходе ДЦ устраняются простым диодным ограничителем. Для исключения существенного ослабления полезного сигнала постоянная времени

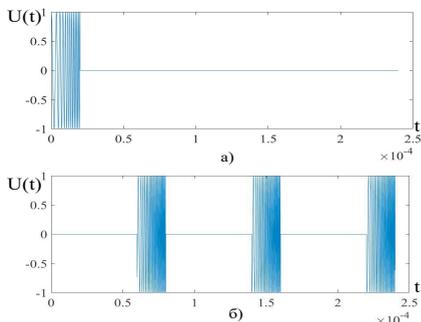


Рис. 1

ДЦ τ выбирается примерно равной длительности импульса $\tau = \tau_{\text{и}}$.

Рассмотренное устройство не подавляет полностью помеху большой длительности, а лишь расширяет динамический диапазон приемника и укорачивает ее длительность до длительности полезного сигнала, уменьшая тем самым мешающее воздействие такой имитирующей помехи.

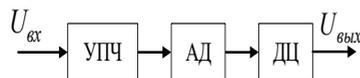


Рис. 2

Защиту от помех, длительность которых значительно меньше длительности полезного сигнала, обеспечивает схема ШОУ, представленная на рис. 3 (широкополосный усилитель промежуточной частоты (ШУПЧ), двухсторонний амплитудный ограничитель (О), узкополосный усилитель промежуточной частоты (УУПЧ))

[4].

К недостаткам схемы ШОУ следует отнести:

- влияние схемы ШОУ на эффективность подавления пассивной помехи в системе селекции движущихся целей, поскольку ограничение сигналов приводит к расширению спектра флюктуаций эхо-сигналов;
- внесение дополнительных потерь в отношение сигнал/шум (около 1 дБ).

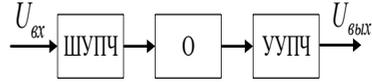


Рис. 3

Схема селекции сигналов по амплитуде [3-4], представленная на рис. 4, обеспечивает самобланкирование имитирующих помех, амплитуда которых превышает установленный порог в канале формирования импульса бланка. Для пояснения принципа

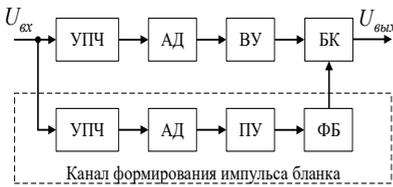


Рис. 4

работы схемы использованы следующие обозначения: ВУ – видеоусилитель, ПУ – пороговое устройство, ФБ – формирователь бланка, БК – бланкирующий каскад. Недостатком схемы является возможность самобланкирования сигналов большой амплитуды и прохождение помех малой амплитуды.

В работах [5] так же представлены оригинальные способы защиты РЛС от ответных помех. Способ защиты РЛС от синхронных ответных помех [7] основан на установке основного порога обнаружения $U_{осн}$ и превышающего его дополнительного $U_{доп}$ (рис. 5). Считают, что ПС сформирован из сигналов синхронной ответной помехи, если один или несколько сигналов ПС превысили дополнительный порог.

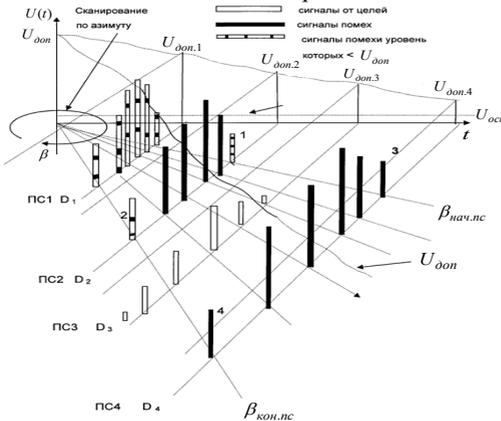


Рис. 5

Недостатками способа являются: возможность пропуска целей с большой величиной ЭПР; сохранение мешающего действия помех «средней» интенсивности.

Рассмотренные способы защиты РЛС от имитирующих помех основаны на выявлении значительных различий различных зондирующих сигналов и помех. Однако современные средства радиоэлектронного подавления [1, 2] способны создавать имитирующую помеху подобную сигналу по всем параметрам, что исключает возможность применения данных

способов селекции. Таким образом, в настоящее время затrudнена эффективная селекция целей на фоне многократных СПП, действующих по главному лепестку ДН антенны.

Для выделения отраженного сигнала от постановщика помехи из множества ответных сигналов необходима дополнительная признаковая информация. Эта информация может быть получена в результате дополнительной фильтровой обработке, АЧХ которых ортогональны по отношению к основному.

Для отождествления сигналов (установления факта их принадлежности к одному из двух рассматриваемых типов) модифицируем процедуру обработки, применяемую в теории различения сигналов. Учтём характерную особенность ортогональных в усиленном смысле сигналов, которая состоит в следующем: если на вход фильтра, настроенного на сигнал $s_1(t)$, подать импульсный сигнал $s_0(t)$ длительностью τ_u , то значение огибающей напряжения на его выходе в момент $t=\tau_u$ равно нулю.

При поступлении на вход устройства обработки, содержащего фильтры с АЧХ вида, 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.

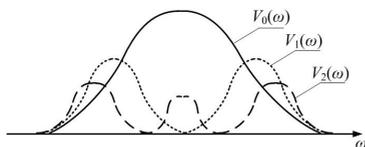


Рис. 6

Значения огибающих напряжений с выходов фильтров, имеющих ортогональные частотные характеристики, в момент времени, соответствующий максимуму огибающей напряжения с

выхода основного канала, пропорциональны энергии сложного сигнала от цели (с M слабо разрешаемыми по дальности элементами).

Таким образом, в условиях обнаружения эхо-сигналов целей на фоне СПП, действующих по главному лепестку диаграммы направленности антенной решётки РЛС, использующей импульсные зондирующие сигналы, находящиеся в классификации по назначению на границе широкополосности (между узко- и широкополосными), параметры амплитудно-фазовой структуры отражённых сигналов, определяемые в результате разложения их спектров по системам базисных (в т.ч. ортогональных) функций, могут служить признаками для селекции сигналов от целей на фоне СПП.

- [1] Перунов Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин, под ред. Ю. М. Перунова. – М.: Радиотехника, 2008. 416 с.
- [2] Гейстер С.А. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам: монография / С.А. Гейстер. – Минск: – Военная академии РБ, 2000. 172 с.
- [3] Максимов М.В., Бобнев М.П. и др. Защита от радиопомех / М.В. Максимов – М.: Сов. радио, 1976. 496 с.
- [4] Ботов М.И. Основы теории радиолокационных систем / М. И. Ботов, В. А. Вяхи-рев, под ред. М. И. Ботова. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. 530 с.
- [5] Пат. № 2557253 Российская Федерация, МПК G01S 7/36. Способ защиты радиолокационных станций от синхронных ответных помех / Беляев Б.Г., Жибинов В.А., Нестеров Е.А., Сырский В.П.; заявитель и патентообладатель АО «НПО НИИИП-НЗиК» – № 2014115081/07 заявл. 15.04.14; опубл. 20.07.15, Бюл. № 20. – 11 с.

СПОСОБ ДВОЙНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА И ВЗВЕШЕННОЙ ОБРАБОТКИ КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ОТСУТСТВИИ АПРИОРНЫХ СВЕДЕНИЙ ОБ ИХ ПАРАМЕТРАХ

Р.В. Смолин, И.А. Баландин

Ярославское высшее военное училище ПВО

В связи с широким распространением беспилотных летательных аппаратов (БпЛА) возрастает вероятность негативного их влияния на организацию безопасного воздушного движения. Для повышения безопасности воздушного движения в контролируемых границах воздушного пространства требуется обнаружение и местоопределение летательных аппаратов (ЛА) нарушителей на необходимых дальностях.

Полет некоторых типов ЛА в особенности на предельно малых высотах осуществляется с применением корреляционно-экстремальных систем навигации (КЭСН) импульсно-доплеровского типа (ИДТ), таких как: импульсные радиовысотомеры, импульсные доплеровские измерители скорости и угла сноса. В вышеперечисленных бортовых КЭСН в качестве зондирующих сигналов применяются квазинепрерывные регулярные последовательности радиоимпульсов (КРПИ).

Вскрытие ЛА по радиоизлучению бортовых КЭСН возможно средствами радиомониторинга (РМ), особенно это актуально в тех случаях, когда их обнаружение активными радиолокационными станциями (РЛС) затруднено [1].

В условиях ограниченных априорных сведений о характеристиках КРПИ задача их обнаружения средствами РМ решается на основе применения энергетического (радиометрического) приемника либо его модификаций [1, 2]. Основным недостатком применения способов, реализующих энергетический прием является слабая эффективность обнаружения КРПИ с низкой энергетической доступностью. Указанный недостаток обусловлен тем, что

накоплению подвергается не только импульсная последовательность полезного сигнала, но и шум в свободных от полезного сигнала частотных и временных интервалах (рис. 1). Это приводит к эффекту маскирования обнаруживаемого сигнала внутриканальными шумами приемника, в результате умень-



Рис. 1

шается отношение сигнал шум (ОСШ) на входе устройства принятия решения (УПР).

Известен спектрально-корреляционный способ обнаружения излучения средствами РМ по квазинепрерывным импульсным сигналам бортовых КЭСН [3], применение которого предполагает наличие априорных сведений о диапазонах изменения параметров разведываемых сигналов. Однако этот способ эффективен в тех случаях, когда диапазон изменения параметров сигнала незначителен, при других обстоятельствах существенно увеличивается требуемое количество каналов обработки, число которых

составляет около 10^8 . Последствиями большого числа каналов обработки является увеличение условной вероятности ложной тревоги (УВЛТ) и необходимость в выполнении большого количества вычислительных операций. Минимизация УВЛТ приводит к повышению порога обнаружения, что в рассматриваемом случае ведет к ухудшению характеристик обнаружения, а необходимость в большом количестве вычислений, сопровождается высокими требованиями к вычислительным возможностям приёмников РМ с цифровой обработкой сигналов [4], что существенно осложняет его практическую реализацию.

В современных средствах РМ широкое применение находит энергетический обнаружитель, построенный на основе параллельного спектр анализатора (ПСА) [5]. Однако для эффективной работы ПСА требуется значительное ОСШ на входе обнаружителя.

Основными направлениями повышения ОСШ при обнаружении маломощных сигналов бортовых КЭСН когерентно-импульсного типа средствами РМ возможно за счет:

- увеличения чувствительности приемной аппаратуры средства РМ;
- увеличения коэффициента усиления антенной системы средства РМ;
- увеличения времени накопления (количества обрабатываемых импульсов).

Изменение технических характеристик средств РМ определяет необходимость внесения существенных конструктивных доработок в существующие образцы РМ, следовательно, для повышения ОСШ целесообразно увеличивать время наблюдения.

В теории цифровой обработки сигналов известен принцип повышения значения ОСШ за счет увеличения количества отсчетов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [6]. Исходя из того, что в КРПРИ количество импульсов достаточно велико предложено увеличение количества отсчетов, подвергаемых ДПФ осуществлять путем увеличения длительности входной реализации. При этом обеспечится векторное суммирование всех отсчетов входной реализации. Это позволит синфазно суммировать мгновенные значения полезных сигналов в отдельных узкополосных фильтрах (УПФ) ПСА, в то время как мгновенные отсчеты шума будут усредняться во всем диапазоне разведываемых частот.

Для повышения ОСШ широко применяется принцип селекции сигналов на фоне помех, основанный на различиях их автокорреляционных функций (АКФ) [2].

Структура АКФ КРПРИ носит гармонический характер и имеет следующие свойства:

- временные интервалы локальных максимумов определяются периодом следования импульсов,
- пиковые значения локальных максимумов линейно спадают по мере удаления от нулевой точки временного рассогласования,
- АКФ квазирегулярно характеризуется наличием только одного центрального максимума высокой интенсивности и гладко спадающего по экспоненциальному закону бокового фона.

Анализ модульных значений АКФ входной реализации (рис. 2) показывает, что в области нулевого рассогласования АКФ шума и АКФ сигнала неразличимы, а влияние шума на сигнал в областях боковых локальных максимумов неравномерно.

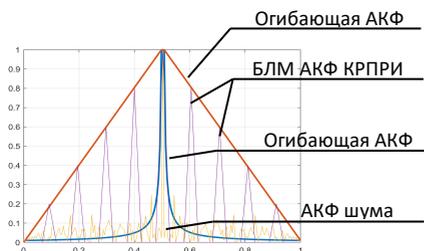


Рис. 2

максимум АКФ входной реализации, учитывающее неравномерность воздействия шума на боковые локальные максимумы, подчеркивающее детерминированную структуру сигнальной составляющей и случайную природу шума, что позволяет снизить количество необходимых каналов обработки приемного устройства средства РМ и исключить требования к априорной информации о диапазонах частот повторения и длительностях импульсов КРПРИ при обеспечении заданных характеристик обнаружения.

Взвешивание АКФ входной реализации осуществляется путем перемножения взвешивающей функции на АКФ входной реализации

$$\dot{Z}(\tau) = \dot{R}_p(\tau) \cdot Y_{\text{ш}}(\tau), \quad (1)$$

где, $\dot{Z}(\tau)$ – результат взвешивания АКФ входной реализации, $\dot{R}_p(\tau)$ – АКФ входной реализации, τ – дискретные отсчеты временного рассогласования входной реализации при вычислении АКФ, $Y_{\text{ш}}(\tau) = \left(1 - 2\sigma_{\text{ш}}^2 e^{j\omega_0\tau - \frac{|\tau|}{\tau_{\text{кш}}}}\right) \times \left(1 - \frac{|\tau|}{T_n}\right)$ – взвешивающая функция, $\sigma_{\text{ш}}^2$ – средняя мощность шума, T_n – период накопления, ω_0 – центральная частота, $\tau_{\text{кш}}$ – время корреляции шума.

Взвешивающая функция формируется посредством перемножения инвертированной огибающей АКФ квазизелого шума на огибающую АКФ КРПРИ. Результат взвешивания АКФ входной реализации представлен на рис. 3.

После взвешивания структура боковых локальных максимумов АКФ входной реализации имеет явно выраженный гармонический характер, следовательно, для накопления сигнальной составляющей возможно выполнить операцию Фурье-преобразования полученной выборки, с дальнейшим формированием энергетического спектра взвешенной АКФ входной реализации, вычислением АКФ от взвешенной АКФ входной реализации, формированием решающей статистики с последующей пороговой обработкой по критерию Неймана-Пирсона. Имитационное моделирование показало, что разработанный способ превосходит аналоги по эффективности накопления, а именно обеспечивает выигрыш в реализуемом ОСШ 3-5 дБ относительно энергетического

Учитывая указанные особенности АКФ входной реализации, разработан способ двойного спектрального анализа и взвешенной обработки квазинепрерывных сигналов при отсутствии априорных сведений об их параметрах. В котором применяется согласованное со временем накопления и шириной полосы анализа взвешивание АКФ входной реализации, исключающее из обработки центральный главный

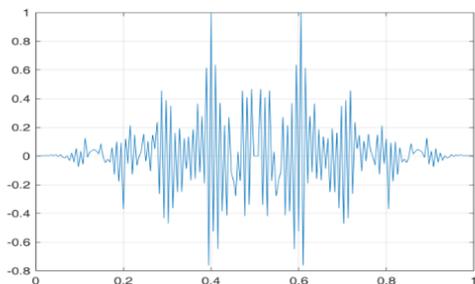


Рис. 3

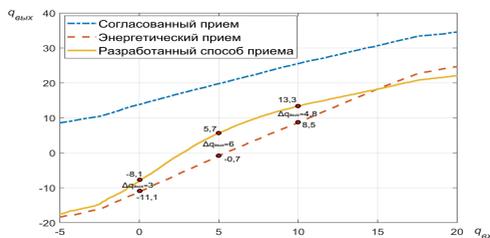


Рис. 4

обнаружителя в диапазоне значений ОСШ на входе приёмного модуля от 0 до 10 дБ (рис. 4). Количество каналов разработанного способа определяется только размером Фурье-преобразования и составляет порядка 10^3 каналов, не зависит от априорных данных о диапазонах частот повторения и длительностях разведываемых импульсов.

- [1] Радзиевский В.Г., Сирота А.А. // Теоретические основы радиоэлектронной разведки: 2-е изд., испр. и доп. (1-е издание «Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта») – М.: «Радиотехника», 2004, 432 с.
- [2] Сколник М.И. // Справочник по радиолокации в 4-х т. Радиолокационные станции и сигналы. Том. 4: / Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. под общей ред. Трофимова К.Н., Вейсбейна М.М. – М.: «Сов. Радио», 1978, 378 с.
- [3] Баландин И.А., Кузнецов К.Е., Лаврентьев А.М., Кириченко А.А. // Патент № RU2768370. Способ спектрально-корреляционного обнаружения летательных аппаратов по квазинепрерывным импульсным сигналам бортовых радиоэлектронных систем : № 2021119821 : заявл. 06.07.2021 : опубл. 24.03.2022, 26 с.
- [4] Куприянов А.И., Петренко П.Б., Сычев М.П. // Теоретические основы радиоэлектронной разведки : учеб. Пособие – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010, 381 с.
- [5] Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Кузьмин В.А. // Радиомониторинг: задачи, методы, средства / 4-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015, 640 с.
- [6] Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006, 656 с.

Секция «Радиофизические методы измерения
и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 14 мая 2024 г.
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.