12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2024

Воронеж 2024

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., академик РАН
В.И. БОРИСОВ

Заместитель председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

Члены редакционного совета
докт. техн. наук, доцент
М.Л. АРТЕМОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
Р.Ю. БОРОДУЛИН (г. Санкт-Петербург)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
В.В. ЗЕЛЕНЕВСКИЙ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, доцент
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года. Выходит 4 раза в год. В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 2.2. «Электроника, фотоника, приборостроение и связь»: 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения; 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии; 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ для опубликования основных результатов диссертаций на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Издание зарегистрировано в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций, регистрационный номер ПИ № ФС77-36740 от 01.07.2009.

Подписной индекс 72972 в Интернет-каталоге «Пресса России».

Подписано в печать 30.09.2024. Дата выхода в свет: 08.10.2024.
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 9,2. Тираж 200 экз. Заказ № 271. Свободная цена.

Учредитель и издатель: АО «Концерн «Созвездие».

Адрес издателя и редакции: 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, д. 14;
тел.: +7 (473) 252-52-52, доб. 10113; e-mail: office@sozvezdie.su
(для редакции журнала «Теория и техника радиосвязи»).
Отпечатано в типографии АО «Концерн «Созвездие»,
394062, г. Воронеж, ул. Антокольского, д. 10Б.

Страница издания в сети «Интернет»: http://www.sozvezdie.su/science/journal

© АО «Концерн «Созвездие», 2024

СОДЕРЖАНИЕ

№ 3, 2024

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Оценка устойчивости телекоммуникационных сетей для классической и обобщенной модели Эрдёша–Реньи
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров …… 5

Нейросетевой подход к задаче оценки электромагнитной совместимости в сложных радиоэлектронных объектах
А.А. Тарабанько, М.С. Данилов, М.Н. Данильченко …… 12

Разработка широкополосного моноимпульсного радиопеленгатора на основе SDR-радио
А.В. Ашихмин, Е.Д. Егорова, Е.А. Ищенко, С.М. Фёдоров …… 22

Влияние гауссовских узкополосных помех на точность оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов
П.А. Трифонов, Т.Т. Доан …… 29

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Метод цифровых предыскажений в частотной области для линеаризации многоканального передающего тракта
Л.И. Аверина, В.Д. Шутов, Е.В. Аверина, В.А. Золотухин …… 35

Алгоритмы уменьшения пик-фактора сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием в многоканальных системах связи с гибридным диаграммообразованием
Л.И. Аверина, И.В. Завгородний, О.К. Каменцев, Д.Ю. Чаркин …… 44

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Широкополосная направленная антенна Уда–Яги на основе печатной технологии
И.С. Бобылкин, Е.А. Ищенко, С.М. Фёдоров …… 52

Исследование электрической и магнитной составляющей ближнего поля антенны, помещенной в различные корпуса
В.В. Глотов, А.И. Зимин, В.А. Шатов …… 58

Влияние частотной зависимости индуктивностей, емкостей и добротностей при проектировании безотражательных фильтров
Л.Э. Черноиванов, А.В. Гречишкин ……...… 64

РАЗНОЕ

Методика оценки своевременности формирования сетевого ключа
А.Д. Синюк, А.А. Тарасов ……..……. 72

Оптимизация функций двух и трех аргументов по их эквидистантным отсчетам методом квадратичной аппроксимации
А.Ю. Востров, И.С. Дмитриев, О.Н. Завалишина …… 75

Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 5–11. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 5–11. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 004.7

Оценка устойчивости телекоммуникационных сетей для классической и обобщенной модели Эрдёша–Реньи

Д.Ю. Чаркин[1], С.Ю. Алехин[2], Е.В. Григорьев[3], А.Е. Лимарев[4], В.Е. Прохоров[5]
[1–5]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
✉В.Е. Прохоров, v.e.prohorov@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассмотрены некоторые точные методы решения проблемы живучести сети. Под живучестью понимается вероятность функционирования сети. Сеть моделируется случайным графом G = (V, E), содержащим элементы, которые могут терять работоспособность независимо друг от друга с известными вероятностями. Рассмотрены рекурсивные формулы вычисления живучести сети для классической и обобщенной модели Эрдёша–Реньи.*

Ключевые слов: *устойчивость сети, случайный граф, вероятность связности случайного графа.*

Common issues of radio communication theory

Assesing the stability of telecommunication networks for classical and generalized Erdos–Renyi model

D.Yu. Charkin[1], S.Yu. Alekhin[2], E.V. Grigoriev[3], A.E. Limarev[4], V.E. Prokhorov[5]
[1–5]Concern «Sozvezdie» Voronezh, Russia
✉V.E. Prokhorov, v.e.prohorov@sozvezdie.su

Abstract. *Several exact methods to resolve network survivability problems are considered. Survivability is understood as network functioning probability. The network is simulated by a random graph G = (V, E) composed of elements that fail independently of each other with known probabilities. Recursive formulas for calculating the network survivability for classical and generalized Erdos–Renyi model are considered.*

Keywords: *network stability, random graph, probabilistic connectivity of random graph.*

Согласно [1] под устойчивостью сети понимается способность сети выполнять свои функции при выходе из строя части ее элементов в результате воздействия дестабилизирующих факторов (ДФ). Под дестабилизирующими факторами понимаются воздействия, источником которых является физический или технологический процесс внутреннего или внешнего по отношению к сети характера, приводящий к выходу из строя элементов сети. При этом способность сети противостоять внутренним ДФ определяется надежностью, а способность противостоять внешним ДФ – живучестью. Далее под устойчивостью сети будем подразумевать ее живучесть. Ввиду детерминированной или случайной природы внутренних и внешних ДФ показатели надежности и живучести могут носить как детерминированный, так и вероятностный характер. Математически коммуникационная сеть представляется ненаправленным графом без петель и кратных ребер, в котором узлам сети соответствуют вершины графа, а ребрам – линии связи между узлами. При этом отказ элементов внутри узла интерпретируется как удаление вершины, а потери связи между двумя узлами

© Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е., 2024

интерпретируются как потеря пути между соответствующими вершинами. Сеть считается работоспособной, если соответствующий ей граф является связным. В общем случае отказ элементов внутри узла и потери связи между узлами носят случайный характер. Обычно сеть с ненадежными элементами описывается случайным графом, вершины которого соответствуют узлам сети, а ребра – каналам связи.

Поэтому, согласно [1], основной мерой живучести сети является вероятность связности соответствующего ей случайного графа. Однако результат зависит от выбора модели случайного графа и вероятностного пространства, определенного для данной модели [2, 3]. Например, в условиях радиоподавления, когда потери узлов менее вероятны, чем разрывы линий связи, приемлемой является популярная и наиболее исследованная модель случайного графа Эрдёша–Реньи [4–6] и ее обобщения [2, 3]. В этой модели рассматривается задача вычисления вероятности связности сети с абсолютно надежными узлами и ненадежными каналами связи.

Настоящая работа посвящена анализу алгоритмов, доступных широкому кругу разработчиков, применяемых для вычисления вероятностных критериев устойчивости случайного графа. В статье основное внимание уделяется алгоритмам точного расчета вероятности связности для сетей малой и средней размерности, что характерно для тактического звена.

1. Основные понятия и обозначения теории графов

Сетевая телекоммуникационная система представляет собой распределенную структуру, размещенную на некоторой территории. Данную структуру, например пакетную радиосеть, математически можно представить в виде ненаправленного графа $G=(V,\,E)$, где множеству вершин $V=(\mathrm{v}_1,v_2,\cdots,v_N)$ соответствуют станции сети (узлы), множеству ребер $e_{ij}\in E$ соответствуют линии связи (каналы) между вершинами v_i и v_j. Совокупность ребер, которые надо пройти потоку от вершины v_i до вершины v_j, называется путем и обозначается (v_i,v_j). Если для любых двух вершин v_i и v_j существует путь (v_i,v_j), то граф называется связным, в противном случае – несвязным.

Каждое ребро, входящее в вершину или исходящее из нее, называется инцидентным данной вершине. Общее количество ребер $d(i)$, инцидентных вершине v_i, называется степенью вершины. Предполагается, что граф сети является простым, т.е. ненаправленным, и не имеет кратных ребер. Простой граф задается симметричной матрицей смежности $A=\left(a_{ij}\right)$ такой, что a_{ij} равно 1, если вершины v_i и v_j связаны между собой, и 0 в противном случае.

При удалении из графа $G=(V,\,E)$ некоторой вершины $v\in V$ удаляются все ребра, инцидентные данной вершине. Полученный в результате удаления вершины граф принято обозначать через $G-v$. В результате удаления из графа ребра $e=(u,v)\in E$ концевые вершины u, v этого ребра остаются в V. После удаления ребра граф обозначается через $G-e$. С помощью указанных операций удаления вершин и ребер можно моделировать отказы элементов сети.

Сечением по ребрам называется минимальное количество ребер, удаление которых из графа разбивает его на два не связанных между собой компонента.

Разбиение множества всех вершин V на два непересекающихся подмножества $V=V_1\cup V_2$ называется разрезом по вершинам. Данное разбиение определяет разрез по ребрам $E=E_1\cup E_2$, где E_1 – множество всех ребер, выходящих из вершин множества V_1 и входящих в множество вершин V_2.

Стохастические критерии

В качестве стохастической меры живучести сети используется вероятность связности случайного графа [1]. В зависимости от количества сообщающихся узлов рассматриваются следующие формулировки задачи связности сети: двухполюсная (2-terminal network reliability), *k*-полюсная (*k*-terminal network reliability) и всеполюсная (all-terminal network reliability). В двухполюсном варианте выбираются два различных узла, условно обозначаемые «истоком» и «стоком». Под событием связности понимается такое событие, когда между «истоком» и «стоком» в работоспособном состоянии существует хотя бы одна простая цепь [1]. Под простой цепью, соединяющей выбранные вершины между собой, понимается последовательность ребер и вершин графа без петель и кратных ребер. Для *k*-полюсных сетей

живучесть определяется как вероятность существования пути между каждой парой узлов из выделенного подмножества, состоящего из *k* узлов сети. Во всеполюсной сети живучесть определяется вероятностью того, что все узлы могут взаимодействовать со всеми узлами.

2. Классическая и обобщенная модели Эрдёша–Реньи

Классическая модель. При воздействии на телекоммуникационную сеть станции помех противника и отсутствии огневого подавления отказы узлов намного менее вероятны, чем отказы линий связи. В этом случае телекоммуникационную сеть математически можно представить в виде классической или обобщенной модели Эрдёша–Реньи [2, 3]. В классической модели сеть описывается случайным графом G с фиксированным множеством вершин $V=\{v_1,v_2,...,v_n\}$, где n – количество узлов в сети. Случайными в графе являются только ребра. Граф предполагается простым, т.е. в нем отсутствуют кратные ребра (мультиграф), петли (псевдограф), направленные ребра (орграф). Число потенциально возможных ребер в графе G равно числу возможных неупорядоченных пар, которые можно образовать из *n* вершин, т.е. $C_n^2=n(n-1)/2$. В рамках классической модели Эрдёша–Реньи две любые вершины v_i и v_j могут соединяться ребром с некоторой постоянной вероятностью p независимо от того, как соединены остальные пары вершин [4]. Следовательно, ребра появляются между вершинами в соответствии со схемой Бернулли, где число испытаний равно $N=C_n^2$, а вероятность успеха равна p. Обозначим через E случайное множество ребер, которое возникает в результате реализации схемы Бернулли; тогда $G=(V_n, E)$ есть случайный граф в модели Эрдёша–Реньи. Если есть некоторое множество B мощности $|B|$ (количество элементов в нем), то общее число подмножеств равно $2^{|B|}$. Следовательно, существует $2^{\frac{n(n-1)}{2}}$ возможных расположений ребер в графе с n фиксированными вершинами. Каждое расположение ребер порождает граф, который будем считать реализацией искомого случайного графа. Вероятность $p_{n,p}(G)$ существования конкретной реализации графа $G(V_n, E)$ находится по формуле Бернулли

$$p_{n,p}(G)=p^{|E|}(1-p)^{C_n^2-|E|}. \qquad (1)$$

Пусть событие A состоит в том, что граф обладает определенными свойствами, например связностью. Тогда вероятность $p(A)$ обладания случайным графом указанным свойством A определяется как сумма вероятностей $p_{n,p}(G)$ существования реализаций случайного графа с заданным свойством, т.е.

$$p(A)=\sum_{G\in A} p_{n,p}(G). \qquad (2)$$

С точки зрения связности сети вероятность $p(A)$ оценивается как сумма вероятностей $p_{n,p}(G)$ всех реализаций связных графов на фиксированном множестве вершин.

Асимптотические свойства при большом количестве узлов. В классической модели Эрдёша–Реньи [4–6] исследовались в основном асимптотические свойства при $n\to\infty$, которые справедливы для графов с большим количеством вершин. Приведем некоторые из асимптотических свойств, имеющих отношение к связности графа.

Теорема 1. [5, 6]. *Рассмотрим случайный граф* $G(V_n,E)$. *Пусть вероятность появления ребер зависит от числа узлов* n *и равна* $p(n)=\dfrac{c\ln n}{n}$. *Если* $c>1$, *то почти наверное случайный граф является связным. Если* $c<1$, *то почти наверное случайный граф не является связным*.

Вероятностный термин «почти наверное» означает, что событие A_n выполняется *почти наверное*, если $P(A_n)\to 1$ при $n\to\infty$. Смысл теоремы 1 состоит в том, что существует такое пороговое значение вероятности появления ребер, зависящее от числа узлов в сети, $p(n)=\dfrac{\ln n}{n}$, преодоление которого означает переход от несвязности к связности сети. Сам переход принято называть *фазовым*, а вероятность $p(n)=\dfrac{\ln n}{n}$ – пороговой. Изменение свойств случайного графа при изменении вероятности p принято называть эволюцией графа.

Теорема 2. *Пусть* $p(n)=(\ln n+c)/n$. *Тогда вероятность того, что граф связан*

$$P_{n,p}(G\text{ связан})\to e^{-e^{-c}} \quad при\ n\to\infty.$$

В частности, при $p(n) = \ln n / n$ *вероятность того, что граф связан, стремится к* e^{-1}.

Как уже отмечалось, приведенные результаты носят асимптотический характер, т.е. их можно использовать в качестве оценки для сетей с большим количеством узлов. Вероятность связности сети при малом и среднем числе узлов можно найти, используя рекуррентную формулу, которая будет приведена ниже.

Рекуррентная формула для вероятности связности при малом и среднем числе узлов для классической модели

Впервые рекуррентная формула для классической модели Эрдёша–Реньи была получена Гильбертом [8]. Пусть вероятность p фиксирована и $R_n(G)$ обозначает вероятность того, что случайный граф с n вершинами связан. Вероятность противоположного события – граф не связан – обозначается как $Q_n(G) = 1 - R_n(G)$. Выделим в сети некоторую вершину, например v_1. Для связности графа необходимо и достаточно, чтобы любая вершина v_i ($v_i \in V, v_i \neq v_1$) была соединена с v_1 некоторой цепью. Здесь $V = \{v_1, v_2, ..., v_n\}$ – множество всех вершин графа, $V_1 = V - v_1$. Введем подмножества из $k-1$ вершины $S_k \subseteq V_1$. Число таких подмножеств равно числу сочетаний из $n-1$ по $k-1$: $C_{n-1}^{k-1} = \dfrac{(n-1)!}{(k-1)!(n-k)!}$. Введем $R_k(G)$ – вероятность того, что вершина v_1 связана со всеми вершинами в S_k, а $q^{k(n-k)}$ есть вероятность того, что она разорвана с оставшимися вершинами в графе. Таким образом, можем записать вероятность того, что $k-1$ фиксированная вершина связана с v_1, а остальные вершины отрезаны следующим образом: $Q_n^k(G) = R_{k-1}(G) q^{k(n-k)}$. После суммирования искомой вероятности по всем подмножествам S_k получим вероятность несвязности графа $Q_n(G) = \sum_{k=1}^{n-1} C_{n-1}^{k-1} R_k(G) q^{k(n-k)}$, откуда следует, что $R_n(G)$ удовлетворяет рекуррентному соотношению [8]

$$R_n(G) = 1 - \sum_{k=1}^{n-1} C_{n-1}^{k-1} R_k(G) q^{k(n-k)}. \qquad (3)$$

Ниже в качестве иллюстрации приведены вероятности связности случайного графа классической модели Эрдёша–Реньи, полученные из рекуррентной формулы (3):

$$R_1(G) = 1,$$

$$R_2(G) = 1 - C_1^0 q = 1 - q,$$

$$R_3(G) = 1 - C_2^0 R_1(G) q^2 - C_2^1 R_2(G) q^2 = 1 - 3q^2 + 2q^3,$$

$$R_4(G) = 1 - C_3^0 R_1(G) q^3 - C_3^1 R_2(G) q^4 - C_3^2 R_3(G) q^3 = 1 - 4q^3 - 3q^4 + 12q^5 - 6q^6,$$

$$R_5(G) = 1 - 5q^4 - 10q^6 + 20q^7 + 30q^8 - 60q^9 + 24q^{10},$$

$$R_6(G) = 1 - 6q^5 - 15q^8 + 20q^9 + 120q^{11} - 90q^{12} - 270q^{13} + 360q^{14} - 120q^{15},$$

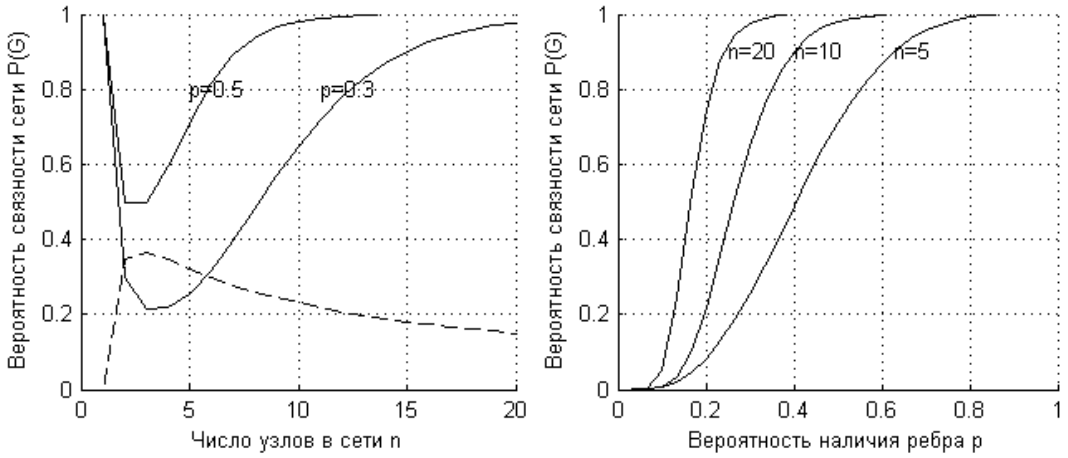
где $q = 1 - p$.

Как следует из рекуррентной формулы (3) и приведенного примера, число сложений растет с ростом числа вершин в арифметической прогрессии. Поэтому для вычисления $R_n(G)$ требуется порядка $n(n-1)/2$ сложений и пропорциональное этой величине количество умножений. Следовательно, данный алгоритм имеет полиномиальную сложность, и его можно использовать для расчета живучести сетей практически любой размерности.

На рис. 1а приведены зависимости вероятности связности от числа узлов в сети, описываемой классической моделью Эрдёша–Реньи, для $p = 0.5$ и $p = 0.3$. Пунктирной линией обозначено пороговое значение вероятности

$p_{\text{пор}}(n) = \ln n / n$. На рис. 1б приведены зависимости вероятности связности от вероятности наличия ребра p для n = 5, 10, 20.

Как следует из рис. 1, при уничтожении ребер с вероятностью $q < 1 - p_{\text{пор}}$ с ростом числа узлов вероятность связности графа стремится к единице. В этом случае ненадежность линий связи компенсируется многообразием соединений. Например, для $q = 0.6$ с практической достоверностью можно утверждать, что сеть из 20 узлов и более будет связной. Аналогично, для $q = 0.4$ сеть будет связной при 10 узлах и более.



а) б)

Рис. 1. Зависимость вероятности связности сети от числа узлов (а) и вероятности наличия ребра p (б)

Обобщенная модель. В обобщенной модели, как и в классической, ребра устанавливаются независимо друг от друга. Отличие состоит в том, что вероятности наличия ребер не одинаковые для всего графа, а разные. Вероятность присутствия ребра между вершинами v_i и v_j обозначается через $p_{ij} = p_{ji}$, и она не зависит от наличия других ребер. Так как по предположению в графе отсутствуют петли, то $p_{ii} = 0$. Вероятность отсутствия ребра $q_{ij} = 1 - p_{ij}$, $q_{ij} = q_{ji}$. Такой граф принято называть анизотропным. На рис. 2 изображен случайный анизотропный граф G и все его возможные реализации G_i. Предположим, что E – случайное множество ребер, которое возникает в результате реализации случайного графа. Тогда в обобщенной модели вероятность p_G существования конкретной реализации графа $G(V_N, E)$ (элементарного события) равна произведению вероятностей присутствия исправных ребер, умноженному на произведение вероятностей отказавших ребер [2, 3]:

$$p_G = \prod_{(i,j)\in E} p_{ij} \prod_{(i,j)\notin E} (1 - p_{ij}). \qquad (4)$$

С точки зрения связности сети, как и в классическом случае, вероятность $p(A)$ оценивается как сумма вероятностей p_G всех реализаций связных графов на фиксированном множестве вершин. Например, на рис. 2 приведен случайный граф G и его возможные реализации G_i $i = 1, 2, ..., 8$. Вероятности появления ребер между вершинами $p_{12} = p_{21} = 0.4$, $p_{13} = p_{31} = 0.9$, $p_{32} = p_{23} = 0.7$. Связностью обладают реализации G_5, G_6, G_7, G_8. Вероятности осуществления этих реализаций определяется согласно (1):

$$p(G_5) = p_{23} \cdot p_{13} \cdot (1 - p_{12}) = 0.7 \cdot 0.9 \cdot 0.6 = 0.378,$$

$$p(G_6) = p_{12} \cdot p_{13} \cdot (1 - p_{23}) = 0.4 \cdot 0.9 \cdot 0.3 = 0.108,$$

$$p(G_7) = p_{12} \cdot p_{23} \cdot (1 - p_{13}) = 0.4 \cdot 0.7 \cdot 0.1 = 0.028,$$

$$p(G_8) = p_{12} \cdot p_{23} \cdot p_{13} = 0.4 \cdot 0.7 \cdot 0.9 = 0.252.$$

В итоге вероятность связности графа представлена на рис. 2:

$$p(A) = p(G_5) + p(G_6) + p(G_7) + p(G_8) = 0.766.$$

Если в данном примере для всех i, j $p_{ij} = 1/2$, то вероятность связности $p(A) = 1/2$.

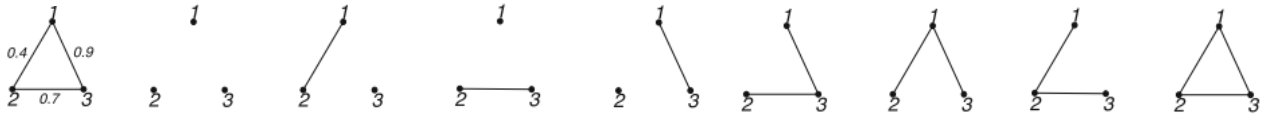


Рис. 2. Случайный граф G и все его возможные реализации

Для вероятности связности анизотропного графа в обобщенной модели существует рекуррентная формула, аналогичная (3).

Рекуррентная формула для вероятности связности обобщенной модели Эрдёша–Реньи

Как и в предыдущем случае, выделим в сети некоторую вершину, например v_1. Для связности сети необходимо и достаточно, чтобы любая вершина v_i ($v_i \in V, v_i \neq v_1$) была соединена с v_1 некоторой цепью. Приведем рекуррентную формулу для вероятности связности вершины v_1 со всеми остальными вершинами. Для каждого подмножества вершин $S \subseteq V_1$ введем $R_n(S)$ – вероятность того, что вершина v_1 связана со всеми остальными вершинами в S, а $\prod_{i \in S \cup \{v_1\}, j \in V_1 - S} q_{ij}$ есть вероятность того, что она разорвана с оставшимися вершинами в графе. Исходя из введенного обозначения, величина $R_n(V_1)$ обозначает вероятность того, что вершина v_1 связана со всеми остальными вершинами из V. Определим H_k как семейство всех подмножеств вершин, состоящих ровно из $k-1$-го элемента из V_1, где $1 \le k \le n$. Следовательно, число подмножеств в семействе H_k равно $C_{n-1}^{k-1} = \dfrac{(n-1)!}{(k-1)!(n-k)!}$, $H_1 = \{\varnothing\}$, $H_n = \{V_1\}$.

С учетом введенных обозначений можно записать рекуррентную формулу для вероятности связности анизотропного графа следующим образом [7, 9]:

$$Q_n(V_1) = 1 - R_n(V_1) = \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{S \in H_k} R_k(S) \prod_{i \in S \cup \{v_1\}, j \in V_1 - S} q_{ij} . \quad (5)$$

Проиллюстрируем формулу (5) на частных примерах.

При $n = 2$: $V_1 = \{v_2\}$, $S = H_1 = \{\varnothing\}$, $R_1(\varnothing) = 1$, $1 - R_2(\{v_2\}) = q_{12}$;

$n = 3$: $V_1 = \{v_2, v_3\}$, $H_1 = \{\varnothing\}$, $H_2 = (\{v_2\}, \{v_3\})$,

$$1 - R_3(\{v_2, v_3\}) = q_{12}q_{13} + R_2(\{v_2\})q_{13}q_{23} + R_2(\{v_3\})q_{12}q_{23} = q_{12}q_{13} + q_{13}q_{23} + q_{12}q_{32} - 2q_{12}q_{13}q_{23};$$

$n = 4$: $V_1 = \{v_2, v_3, v_4\}$, $H_1 = \{\varnothing\}$, $H_2 = (\{v_2\}, \{v_3\}, \{v_4\})$, $H_3 = (\{v_2, v_3\}, \{v_2, v_4\}, \{v_3, v_4\})$,

$$1 - R_4(\{v_2, v_3, v_4\}) = q_{12}q_{13}q_{14} + R_2(\{v_2\})q_{13}q_{23}q_{14}q_{24} + R_2(\{v_3\})q_{12}q_{23}q_{14}q_{34} + R_2(\{v_4\})q_{12}q_{13}q_{24}q_{34} +$$

$$+ R_3(v_2, v_3)q_{14}q_{24}q_{34} + R_3(\{v_2, v_4\})q_{13}q_{23}q_{43} + R_3(\{v_3, v_4\})q_{12}q_{32}q_{42} =$$

$$= q_{12}q_{13}q_{14} + (1 - q_{12})q_{13}q_{23}q_{14}q_{24} + (1 - q_{13})q_{12}q_{23}q_{14}q_{34} + (1 - q_{14})q_{12}q_{13}q_{24}q_{34} +$$

$$+ (1 - q_{12}q_{13} - q_{13}q_{23} - q_{12}q_{32} + 2q_{12}q_{13}q_{23})q_{14}q_{24}q_{34} + (1 - q_{12}q_{14} - q_{14}q_{24} - q_{12}q_{24} + 2q_{12}q_{14}q_{24})q_{13}q_{23}q_{34} +$$

$$+ (1 - q_{13}q_{14} - q_{14}q_{34} - q_{13}q_{34} + 2q_{13}q_{14}q_{34})q_{12}q_{32}q_{42} .$$

Проведем анализ формулы (5) и сравним с формулой для классической модели. В классической модели вероятности разрыва линий $q_{ij} = q$ одинаковы. Множество подграфов в семействе H_k по определению имеют одну и ту же размерность и, как следствие, одинаковую вероятность связности $R_k(G)$. Как уже отмечалось, число подграфов в данном семействе H_k равно C_{n-1}^{k-1}. Поэтому в формуле (5) $\sum_{S \in H_k} R_k(S) = C_{n-1}^{k-1} R_k(G)$. В силу одинаковости вероятностей разрыва ребер

произведение $\prod_{i\in S\cup\{v_1\},\, j\in V_1-S} q_{ij} = q^{k(n-k)}$. Таким образом, для $q_{ij} = q$ формула (5) совпадает с формулой Гильберта (3).

Рекуррентный алгоритм (5) относится к классу NP-полных, т.е. не может быть реализован за полиноминальное время. Действительно, при вычислении $1 - R_n(\mathrm{V}_1)$ сумма состоит из $n-1$ частичных сумм, где каждая *k*-я частичная сумма состоит из C_{n-1}^{k-1} слагаемых, содержащих $R_k(\mathrm{V}_1 - \mathrm{S}_k)$. Применяя к $R_k(\mathrm{V}_1 - \mathrm{S}_k)$ аналогичные рассуждения и учитывая, что

$$2^k = (1+1)^k = 1 + C_k^1 + C_k^2 + \ldots + \mathrm{C}_k^k,$$

$$3^{n-1} = (2+1)^{n-1} = 2^0 1 + 2^1 C_{n-1}^1 + 2^2 C_{n-1}^2 + \ldots + 2^n \mathrm{C}_{n-1}^{n-1},$$

получим общее выражение для числа слагаемых при вычислении $1 - R_n(\mathrm{V}_1)$:

$$\sum_{k=1}^{n-1} C_{n-1}^k (2^k - 1) = 3^{n-1} - 2^n + 2. \qquad (6)$$

Таким образом, в рекуррентном алгоритме вычисления вероятности связности случайного графа в обобщенной модели Эрдёша–Реньи число слагаемых растет по экспоненциальному закону с ростом количества вершин графа. Поэтому данную формулу можно использовать для вычисления связности графов малой и средней размерности.

Выводы

Рассмотрен случай сетей, который может быть описан классической или обобщенной моделью Эрдёша–Реньи. В рамках классической модели с помощью рекуррентной формулы Гильберта можно вычислить живучесть сети за полиноминальное время. Требуется порядка n^2 сложений и пропорциональное этому число умножений. Поэтому данной формулой можно пользоваться для сетей произвольной размерности. Расчеты, проведенные в рамках модели Эрдёша–Реньи, показывают, что даже при ненадежных линиях связи живучесть сети стремится к единице с ростом числа узлов. Так, например, для $q = 0.6$ с практической достоверностью можно утверждать, что сеть из 20 узлов и более будет связной. Аналогично, для $q = 0.4$ сеть будет связной уже при 10 узлах и более. Это объясняется тем, что в сетях большой размерности ненадежность линий связи компенсируется многообразием соединений.

В рекуррентном алгоритме вычисления вероятности связности случайного графа в обобщенной модели Эрдёша–Реньи число слагаемых растет по экспоненциальному закону с ростом количества вершин графа. Поэтому применение данной формулы ограничено сетями малой и средней размерности.

Список источников

1. ГОСТ Р 53111 – 2008 Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. М.: Стандартинформ, 2009. 16 с.

2. *Райгородский А.М.* Модели случайных графов. М.: МЦНМО, 2011. 136 с.

3. *Райгородский А.М.* Модели случайных графов и их применения // Труды МФТИ. 2010. Т. 2, № 4. С. 130–140.

4. *Erdos P., Renyi A.* On random graphs // Publicationes Mathematicae Debrecen. 1959. Vol. 6. Pp. 290–297.

5. *Erdos P., Renyi A.* On the evolution of random graphs // Bull. Inst. Internat. Statist. Tokyo. 1961. Vol. 38. Pp. 343–347.

6. *Erdos P., Renyi A*. On the strength of connectedness of random graph // Acta Mathematica Academiae Scientiarum Hungaricae. 1961. Vol. 12. Pp. 261–267.

7. *Кельманс А.К.* Некоторые вопросы анализа надежности сетей // Автоматика и телемеханика. 1965. Т. XXVI, № 3. С. 567–574.

8. *Gilbert E.N.* Random graph // Annals of Mathematical Statistics. 1959. Vol. 30. Pp. 1141–1144.

9. *Cohen J.E.* Connectivity of finite anisotropic random graphs and directed graphs // Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society. 1986. Vol. 99. Pp. 316–329.

Информация об авторах

Дмитрий Юрьевич Чаркин, директор НТЦ
Сергей Юрьевич Алехин, начальник НТУ
Евгений Васильевич Григорьев, начальник сектора
Анатолий Емельянович Лимарев, ведущий конструктор
Владимир Евгеньевич Прохоров, начальник отдела

Information about the authors

Dmitry Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre
Sergey Yu. Alekhin, Head of Scientific and Technical Department
Evgeny V. Grigoriev, Head of Sector
Anatoly E. Limarev, Leading Design Engineer
Vladimir E. Prokhorov, Head of department

Статья поступила в редакцию 03.09.2024
Одобрена после рецензирования 10.09.2024
Принята к публикации 13.09.2024

The article was submitted 03.09.2024
Approved after reviewing 10.09.2024
Accepted for publication 13.09.2024

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 12–21. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 12–21. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 004.89

Нейросетевой подход к задаче оценки электромагнитной совместимости в сложных радиоэлектронных объектах

Анастасия Александровна Тарабанько[1], Максим Сергеевич Данилов[2], Михаил Николаевич Данильченко[3]
[1–3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]a.a.tarabanko@sozvezdie.su, [2]m.s.danilov@sozvezdie.su, [3]m.n.danilchenko@sozvezdie.su

Аннотация. *Дается теоретическое обоснование применения нейронных сетей для решения задачи оценки пригодности комплектов рабочих частот типовых объектов полевой системы связи по условиям их электромагнитной совместимости. Проведена сравнительная оценка нейросетевых компонентов для трех типовых объектов относительно применяющихся алгоритмов. Получены относительные показатели по точности и времени исполнения задачи оценки электромагнитной совместимости.*

Ключевые слова: *обучающая выборка, искусственный интеллект, искусственные нейронные сети, нейроклассификатор, кросс-валидация, метрики.*

Neural network approach to the problem of electromagnetic compatibility estimation in complex radio-electronic objects

Anastasia A. Tarabanko[1], Maksim S. Danilov[2], Mikhail N. Danilchenko[3]
[1–3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]a.a.tarabanko@sozvezdie.su, [2]m.s.danilov@sozvezdie.su, [3]m.n.danilchenko@sozvezdie.su

Abstract. *A theoretical justification is provided for the use of neural networks to solve the problem of evaluating the suitability of sets of operating frequencies of typical objects of a field communication system under the conditions of their electromagnetic compatibility. A comparative assessment of neural network components for three typical objects relative to the algorithms used was carried out. Relative indicators for the accuracy and execution time of the electromagnetic compatibility assessment task are obtained.*

Keywords: *training sample, artificial intelligence, artificial neural networks, neuroclassifier, cross-validation, metrics.*

Современные системы и комплексы связи представляют собой совокупность радиосредств разных диапазонов, размещенных на ограниченной площади, как правило, транспортной базы. Этот факт определяет дополнительные требования к выбору радиочастот, используемых указанными средствами, для обеспечения работоспособности радиосетей, организованных с их использованием, для обеспечения их электромагнитной совместимости. Ввиду того, что дополнительные требования по ЭМС для каждого конкретного типового объекта различаются существенным образом, подбор частот радиосредств из состава типовых объектов, обеспечивающих их совместимость, является нестандартной задачей и определяет повышенные требования к времени и точности оценки комплектов частот, особенно с учетом количества их возможных комбинаций.

© Тарабанько А.А., Данилов М.С., Данильченко М.Н., 2024

1. Постановка задачи

В настоящей работе решается задача оценки пригодности комплектов рабочих частот типовых объектов полевой системы связи (ПСС) по условиям их электромагнитной совместимости для повышения эффективности использования радиочастотного спектра при решении задачи частотного планирования в составе автоматизированной системы управления связью (АСУС). На текущий момент существует два метода оценки электромагнитной совместимости (ЭМС) [1–3]: точная математическая модель и модель частотных разносов. Преимуществами первой

модели является высокая точность и, как следствие, полнота использования частотного ресурса, но весомым недостатком считают значительные временные затраты на оценку комплекта. Вторая модель имеет относительно высокую скорость оценки и гарантированную ЭМС, но обладает низкой точностью и малой эффективностью использования частотного ресурса. В настоящей статье предлагается использование аппарата искусственных нейронных сетей для аппроксимации точной математической модели ввиду ряда имеющихся преимуществ. Среди них стоит отметить более высокую скорость работы обученной модели при сохранении уровня точности, соизмеримого с точной моделью.

В рамках предварительного анализа [4] было выявлено, что количество учитываемых видов непреднамеренных радиопомех не превышает трех и включает:

– непреднамеренные радиопомехи, обусловленные воздействием основных, внеполосных и побочных излучений передатчиков по основным, соседним и побочным каналам приемников радиостанций;

– непреднамеренные радиопомехи вследствие эффектов блокирования приемников радиостанций излучениями передатчиков;

– непреднамеренные радиопомехи вследствие эффектов интермодуляции излучений передатчиков в приемниках радиостанций.

Количество каналов проникновения непреднамеренных радиопомех каждого вида составляет 69, 18 и 14 соответственно.

Рассматриваемая задача представляет собой задачу бинарной классификации, состоящей в разделении комплектов частот на два класса: «пригодные» и «непригодные».

Для решения данной задачи была выбрана нейросетевая модель в виде многослойного персептрона, поскольку она наилучшим образом применима к задачам классификации [5, 6]. На предварительном этапе было определено, что наиболее подходящей архитектурой является трехслойная нейронная сеть (с двумя скрытыми слоями). Данный вариант показал наибольшую сбалансированность между необходимым для обучения объемом памяти, требуемыми вычислительными ресурсами и достаточной обобщающей способностью для достижения необходимой точности классификации.

2. Синтез архитектур нейросетевых компонентов

При решении данной задачи были рассмотрены три типовых объекта ПСС. Объект первого типа имеет в составе 4 радиосредства, второго типа – 7 радиосредств, третьего типа – 9 радиосредств. Рассчитаем количество векторов, необходимое для обеспечения репрезентативности данных. Для объекта первого типа общее количество частотных каналов каждого радиосредства приведено в табл. 1.

Для расчета общего количества комбинаций количества частотных комплектов воспользуемся выражением $N = K_0 \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$.

В результате общее количество частотных комплектов составило $\approx 2{,}8 \cdot 10^{14}$ комбинаций группы из 4 значений частот.

С помощью метода, приведенного в [7], рассчитаем размерность выборки, необходимой для обеспечения репрезентативности данных. В результате получим $\approx 1.8 \cdot 10^9$ векторов.

Для объекта второго типа общее количество частотных каналов каждого радиосредства приведено в табл. 2.

Таблица 1

Количество радиоканалов для каждого радиосредства в составе объекта № 1

	Радиосредства			
	0	1	2	3
Количество каналов	5841	12001	39201	101

Таблица 2

Количество радиоканалов для каждого радиосредства в составе объекта № 2

	Радиосредства						
	0	1	2	3	4	5	6
Количество каналов	285001	16481	39201	101	78001	78001	8001

Для расчета общего количества комбинаций количества частотных комплектов воспользуемся выражением $N = K_0 \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot (K_5 - 1) \cdot K_6$.

В результате общее количество частотных комплектов составило $\approx 10^{29}$ комбинаций группы из 7 значений частот. Аналогично методу для первого объекта рассчитаем размерность выборки, необходимой для обеспечения репрезентативности данных. В результате получим $\approx 141 \cdot 10^9$ векторов.

Для объекта третьего типа общее количество частотных каналов каждого радиосредства приведено в табл. 3.

Таблица 3

Количество радиоканалов для каждого радиосредства в составе объекта № 3

	Радиосредства								
	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Количество каналов	78001	78001	16481	8001	39201	511	201	511	201

Для расчета общего количества комбинаций частотных комплектов воспользуемся выражением $N = K_0 \cdot (K_1 - 1) \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot K_5 \times \times K_6 \cdot (K_7 - 1)(K_8 - 1)$.

В результате общее количество частотных комплектов составило $\approx 3.3 \cdot 10^{32}$ комбинаций группы из 9 значений частот.

Для обеспечения репрезентативности данных в выборке необходимо сформировать выборку размерностью $\approx 27 \cdot 10^9$ векторов.

В рамках проводимого исследования синтез архитектуры нейросетевых компонентов для оценки пригодности частотных комплектов является трудоемкой задачей с учетом потенциально возможного количества векторов, характеризующих исследуемый предмет. Так как формирование репрезентативной выборки для каждого из объектов с использованием эталонной модели занимает значительное время (200000 векторов – 13 рабочих дней), для выбора ориентировочной архитектуры была оценена совокупность архитектур на промежуточных наборах данных. Наилучшие результаты по точности (свыше 99%) на обучающей и тестовой выборке показали нейросетевые компоненты со следующими архитектурами сетей: (4)-131-65-2, (7)-289-145-2, (9)-331-165-2 – для первого, второго и третьего типовых объектов соответственно. Также на предварительном этапе производился подбор метода оптимизации нейронных сетей [8]. Было исследовано влияние наиболее часто применяемых и эффективных алгоритмов обучения ИНС, таких как *Adam* [9] и *Adamax* [10].

3. Кросс-валидация

Для оценки данных, используемых для обучения, а также оценки обобщающей способности исследуемых нейросетевых компонентов типовых объектов ПСС была проведена кросс-валидация [11], в частности использовался метод кросс-валидации по блокам (*k-Fold*). Выбор метода обусловлен необходимостью получения надежной оценки обобщающей способности модели при ограниченных вычислительных и временных ресурсах. В рамках настоящего исследования для применения выбранного метода кросс-валидации исходные данные (набор векторов, состоящих из радиочастот) были равномерно разделены на 5 частей, при этом четыре использовались для обучения нейросетевого компонента, а оставшаяся часть – в качестве тестовой выборки.

В рамках первого типового объекта использовалась выборка объемом 1735245 векторов, в которой соотношение пригодных и непригодных комплектов частот составляло 4/1. Для второго типового объекта использовалась выборка объемом 1965152 векторов, в которой соотношение пригодных и непригодных комплектов частот составляло 2/1. В рамках третьего типового объекта выборка состояла из 1797081 векторов, в которой соотношение пригодных и непригодных комплектов частот составляло 1/1.

Обучение нейронных сетей проводилось на 300 000 эпох обучения с промежуточной оценкой качества нейросетевого компонента по метрикам согласно ГОСТ [12] (доля правильных исходов, точность, полнота, *F*-мера, *ROC-AUC*, *PR-AUC*).

Результаты проведения оценки показали, что независимо от варианта разбиения данных обученные нейросетевые компоненты для трех типовых объектов позволяют получить высокие значения шести используемых метрик с незначительными отклонениями на тестовой выборке относительно обучающей в пределах от 0,0001 до 0,0006, от 0,0009 до 0,0068 и от 0,0013 до 0,0099 для первого, второго и третьего типовых объектов соответственно. Установленный факт свидетельствует о репрезентативности данных, используемых для обучения, и высокой точности аппроксимации нейросетевой моделью применяемой компьютерной модели (эталона) к задаче оценки электромагнитной совместимости комплектов частот рассмотренных типовых объектов.

На рис. 1–3 в интегральном виде представлены уровни метрик относительно 0,95 для обучающей (темно-серый цвет) и тестовой (светло-серый цвет) выборок оцениваемых нейросетевых компонентов трех типовых объектов соответственно. Приведенные зависимости наглядно демонстрируют минимальные расхождения в значениях метрик, что свидетельствует о высоком качестве данных и нейросетевых компонентов, разработанных с их использованием, обеспечивая приемлемую обобщающую способность.

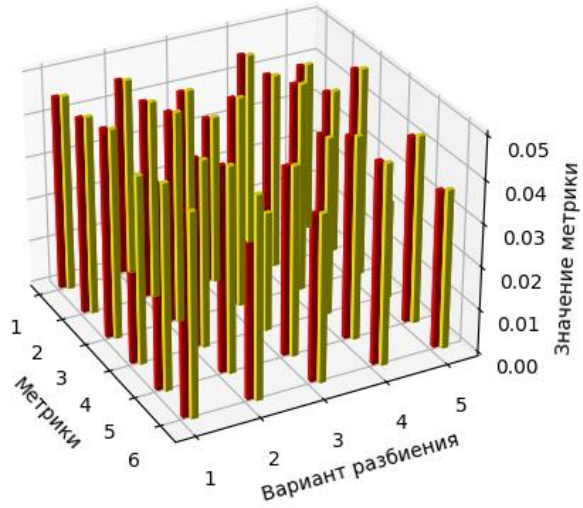


Рис. 1. Уровни метрик ИНС
для типового объекта № 1 по вариантам разбиения
выше уровня 0,95

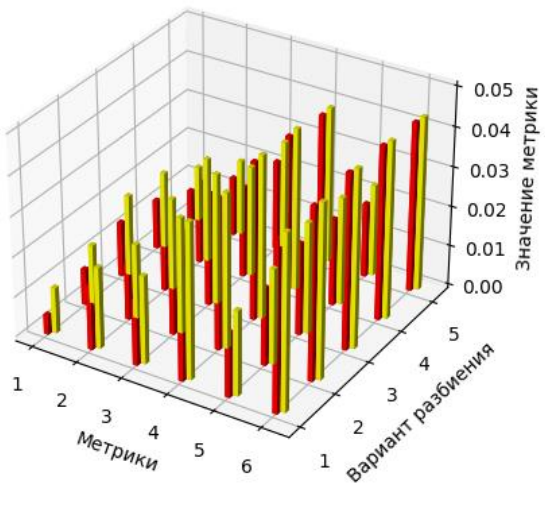


Рис. 2. Уровни метрик ИНС
для типового объекта № 2 по вариантам разбиения
выше уровня 0,95

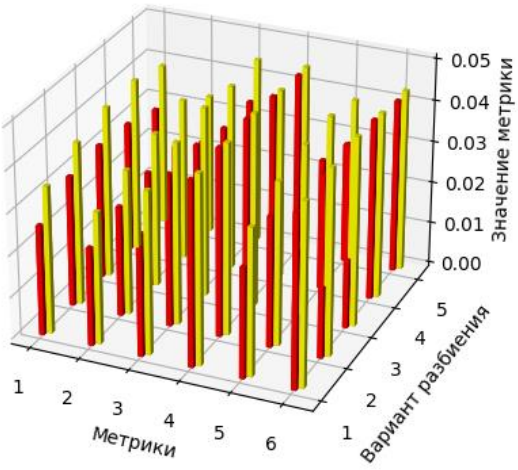


Рис. 3. Уровни метрик ИНС
для типового объекта № 3 по вариантам разбиения выше уровня 0,95

4. Статистическая оценка архитектур сетей

При исследовании различных архитектур нейросетевых компонентов была проведена статистическая оценка качества обучаемых моделей. Метрики, выбранные критериями для сравнения, а также объемы выборок совпадают с использованными для кросс-валидации. Разбиение на обучающую и тестовую выборки исходного набора было произведено в отношении 80/20.

Для первого типового объекта в рамках проведенного исследования архитектур нейронных сетей для задач оценки пригодности комплектов частот по условиям ЭМС были обучены 10 нейронных сетей с различными архитектурами, причем для каждой было выполнено 3 инициализации. Наилучший результат по сумме значений 6 метрик на тестовой выборке показала архитектура (4)-107-53-2 со значением 5,985; второй архитектурой по совокупности указанных выше параметров является архитектура (4)-135-677-2 с результатом 5,9848. Максимальная разница между обучающей и тестовой выборками составила значение 0,008, при этом минимальное значение разницы – 0,001. На рис. 4 показаны поверхности, построенные по значениям метрик на обучающей и тестовой выборках для каждой из рассмотренных 30 искусственных нейронных сетей типового объекта № 1.

Для второго типового объекта было рассмотрено 7 архитектур нейронных сетей, каждая из которых была инициализирована от 1 до 3 раз. Наилучший результат по сумме значений 6 метрик на тестовой выборке показала архитектура (7)-247-123-2 со значением 5,9; второй архитектурой в совокупности указанных выше параметров является архитектура (7)-295-147-2 с результатом 5,883. Максимальная разница между обучающей и тестовой выборками составила значение 0,03, при этом минимальное значение разницы – 0,0017. На рис. 5 показаны поверхности, построенные по значениям метрик на обучающей и тестовой выборках для каждой из рассмотренных 18 искусственных нейронных сетей типового объекта № 2.

Указанные выше результаты оценки различных архитектур нейросетевых компонентов, характеризующих объекты первого и второго типа, и незначительная разница в значениях метрик на обучающей и тестовой выборках подтверждают высокую точность и обобщающую способность данных нейросетевых классификаторов.

Для третьего типового объекта были оценены 8 архитектур нейронных сетей, которые были инициализированы от 1 до 3 раз. Наилучший результат по совокупности 6 метрик на тестовой выборке показала архитектура (9)-295-147-2 с суммарным значением 5,715; второй архитектурой по совокупности указанных выше параметров является архитектура (9)-355-177-2 при третьей инициализации с результатом 5,69. Максимальная разница между обучающей и тестовой выборками составила значение 0,127, при этом минимальное значение разницы – 0,004. Указанная разница в значениях метрик на обучающей и тестовой выборках и разница в два порядка приведенных значений для совокупности рассмотренных архитектур свидетельствуют о критичности используемой архитектуры, что определено недостаточностью используемой выборки, которая не обеспечивает полный учет закономерностей во входных параметрах. На рис. 6 показаны поверхности, построенные по значениям метрик на обучающей и тестовой выборках для каждой из рассмотренных 11 искусственных нейронных сетей типового объекта № 3.

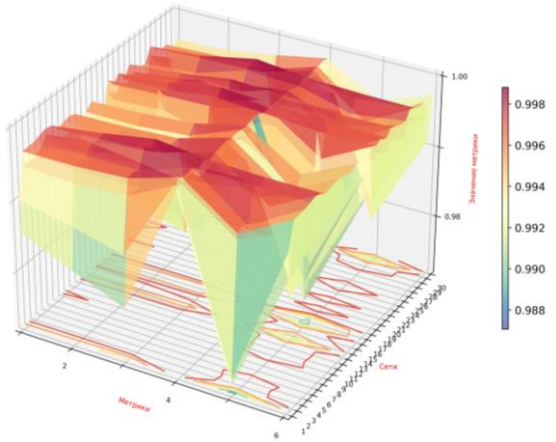


Рис. 4. Поверхности метрик сетей для обучающей и тестовой выборок 1-го типового объекта

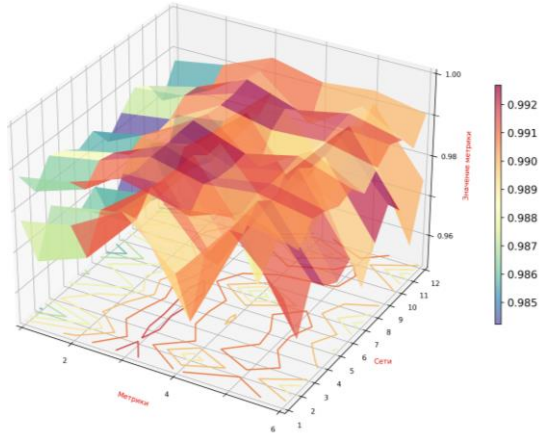


Рис. 5. Поверхности метрик сетей для обучающей и тестовой выборок 2-го типового объекта

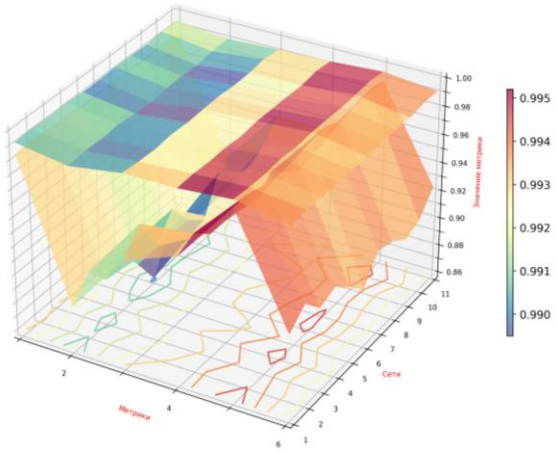


Рис. 6. Поверхности метрик сетей для обучающей и тестовой выборок 3-го типового объекта

5. Статистическая оценка точности и времени выполнения нейросетевых компонентов

Данное исследование было направлено на разработку нейросетевых компонентов для классификации пригодности по условиям ЭМС комплектов радиочастот типовых объектов ПСС, обеспечивающих высокую точность. Поэтому основным критерием уровня корректности работы нейросетевых моделей была выбрана доля ошибок первого и второго рода. Под ошибками первого рода подразумевается определение нерабочего комплекта частот как «пригодного»; ошибкой второго рода будем называть случай, когда рабочий комплект радиочастот был ошибочно отнесен к классу «непригодных». Дополнительно для типовых объектов была реализована модель ограничений, для которой также были оценены уровень ошибок первого и второго рода на валидационной выборке.

При статистической оценке обученных нейросетевых компонентов объектов первого типа расчет данных об уровне ошибок первого и второго рода производился на валидационной выборке размерностью 200000 комплектов радиочастот, 144816 из которых составляли пригодные по условиям ЭМС. Результаты сравнительной оценки общей ошибки, а также ошибок 1-го и 2-го рода представлены на рис. 7; столбчатая диаграмма для оценки времени классификации комплекта частот рассматриваемого типового объекта приведена на рис. 8.

В результате сравнительной оценки ошибки классификации на валидационной выборке лучший результат показала искусственная нейронная сеть с архитектурой (4)-135-67-2. Данная ИНС достигла 0.360, 0.179, 0.181% для общей ошибки, ошибок 1-го и 2-го рода соответственно. Полученные значения лучше значений модели ограничений в 23, 15, 32 раза и на 8.08, 2.53, 5.54% соответственно. Установленный факт повышает ценность разработанного нейросетевого компонента с учетом того, что доля пригодных комплектов частот в применяемой выборке составляет 72%. Кроме того, при оценке времени выполнения лучшая нейросетевая модель, как показано на рис. 8, продемонстрировала результат в 0.698 микросекунд, что в 101 раз лучше результата модели ограничений и в 508499 раз – эталонной модели. В результате для хранения нейросетевой модели необходимо 40 килобайт, при этом для ее исполнения необходимо 512 килобайт. Итоговая точность классификации разработанной модели составила 98,3%.

Для второго типового объекта статистическая оценка проводилась для расчета данных об уровне ошибок первого и второго рода на валидационной выборке размерностью 200000 комплектов радиочастот, 102619 из которых составляют пригодные по условиям ЭМС. Результаты сравнительной оценки общей ошибки, а также ошибок 1-го и 2-го рода представлены на рис. 9; столбчатая диаграмма для оценки времени классификации комплекта частот рассматриваемого типового объекта приведена на рис. 10.

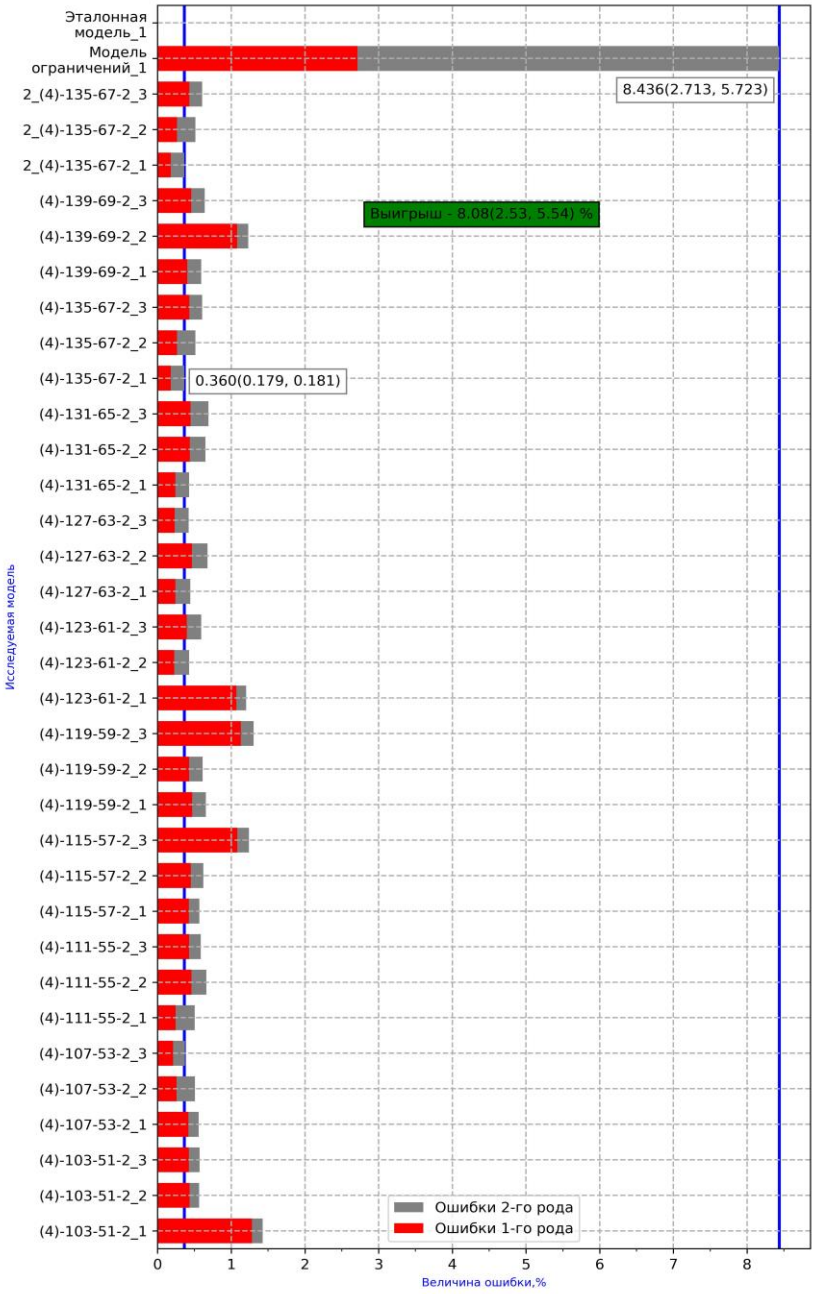


Рис. 7. Результаты сравнительной оценки точности классификации моделей

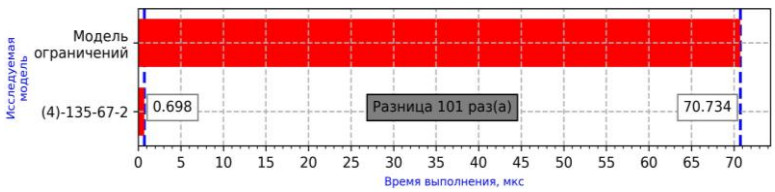


Рис. 8. Результаты сравнительной оценки времени выполнения моделей

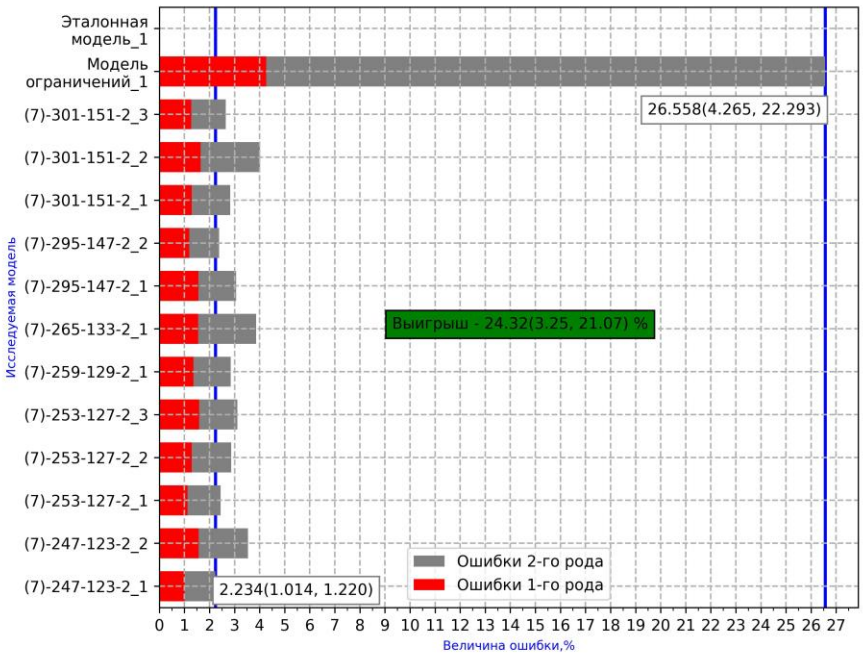


Рис. 9. Результаты сравнительной оценки точности классификации моделей

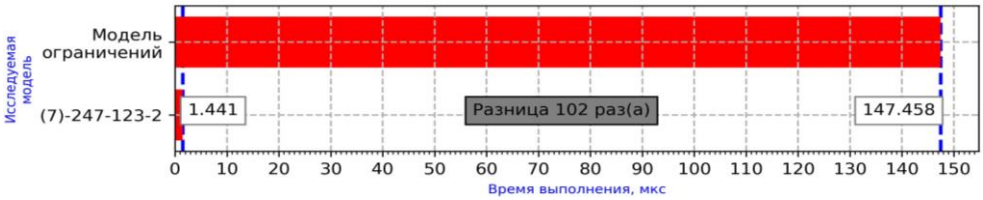


Рис. 10. Результаты сравнительной оценки времени выполнения моделей

В результате сравнительной оценки ошибки классификации на валидационной выборке лучший результат показала искусственная нейронная сеть с архитектурой (7)-247-123-2. Данная ИНС достигла 2.234, 1.014, 1.220% для общей ошибки, ошибок 1-го и 2-го рода соответственно. Полученные значения лучше значений модели ограничений в 12, 4, 18 раз и на 24.32, 3.25, 21.07% соответственно. Полученные оценки демонстрируют преимущества разработанного компонента относительно модели частотных разносов с учетом баланса между пригодными и непригодными по условиям ЭМС комплектами (51% пригодных комплектов) в используемом наборе данных. Кроме того, при оценке времени выполнения лучшая нейросетевая модель, как показано на рис. 10, продемонстрировала результат в 1.441 микросекунд, что в 102 раза лучше результата модели ограничений и в 1082474 раза – эталонной модели. В результате для хранения нейросетевой модели необходимо 129 килобайт, при этом для ее исполнения необходимо 512 килобайт; итоговая точность классификации разработанной модели составила 97,6%.

Для третьего типового объекта статистическая оценка проводилась для расчета данных об уровне ошибок первого и второго рода на валидационной выборке размерностью 200000 комплектов радиочастот, 17732 из которых составляют пригодные по условиям ЭМС. Результаты сравнительной оценки общей ошибки, а также ошибок 1-го и 2-го рода представлены на рис. 11; столбчатая диаграмма с оценкой времени классификации комплекта частот рассматриваемого типового объекта приведена на рис. 12.

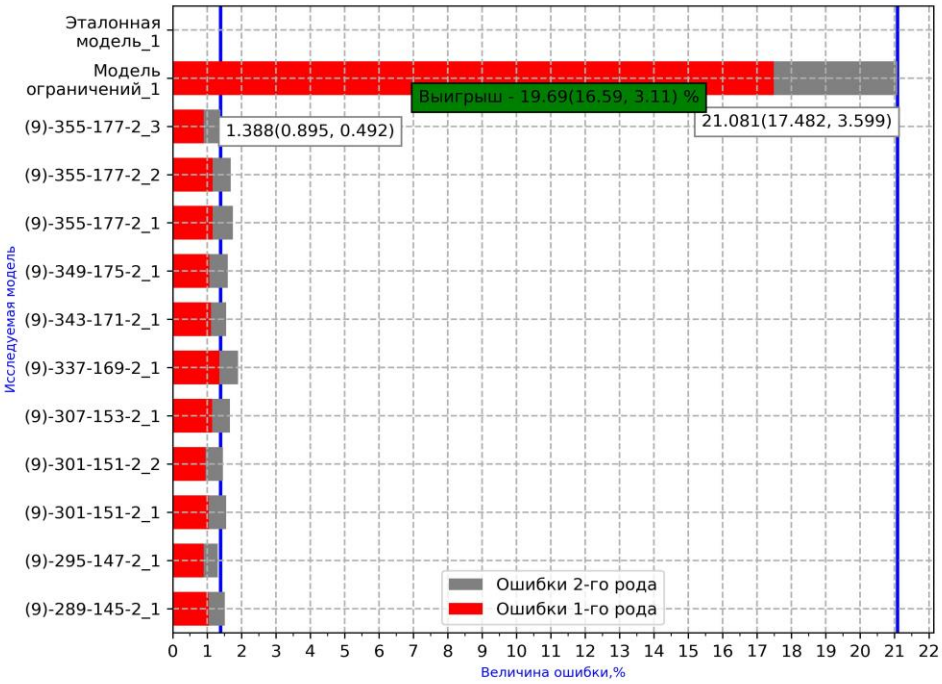


Рис. 11. Результаты сравнительной оценки точности классификации моделей

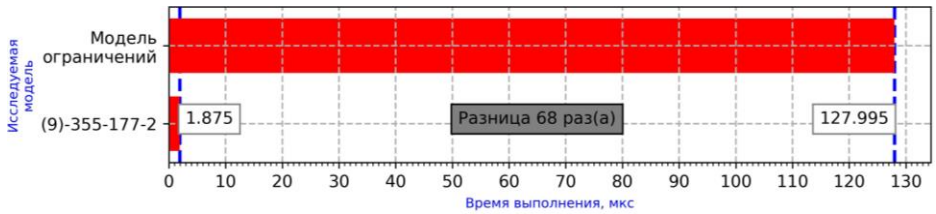


Рис. 12. Результаты сравнительной оценки времени выполнения моделей

В результате сравнительной оценки ошибки классификации на валидационной выборке лучший результат показала искусственная нейронная сеть с архитектурой (9)-355-177-2. Данная ИНС достигла 1.388, 0.895, 0.492% для общей ошибки, ошибок 1-го и 2-го рода соответственно. Полученные значения лучше значений модели ограничений в 15, 20, 7 раз и на 19.69, 16.59, 3.11% соответственно. Полученные результаты повышают ценность разработанного нейросетевого компонента относительно модели ограничений с учетом того, что количество пригодных комплектов в применяемой выборке составляло 8,8%. Кроме того, при оценке времени выполнения лучшая нейросетевая модель, как показано на рис. 12, продемонстрировала результат в 1.875 микросекунд, что в 68 раз лучше результата модели ограничений и в 332830 раз – эталонной модели. В результате для хранения нейросетевой модели необходимо 263 килобайта, при этом для ее исполнения необходимо 512 килобайт; итоговая точность классификации разработанной модели составила 97,1%.

Заключение

Таким образом, полученные статистические данные наглядно иллюстрируют преимущества разработанных нейросетевых компонентов относительно моделей, применяемых в настоящий момент (модель ограничений, эталонная модель). Разработанные нейросетевые компоненты продемонстрировали высокие показатели точности оценки, соизмеримые с результатами работы эталонной модели, что превышает значения модели частотных разносов от 8 до 24% (в зависимости от типа объекта ПСС). Наряду с высокой точностью разработанные модели позволили обеспечить высокую скорость оценки комплектов радиочастот, превышающую скорость модели частотных разносов на 2 порядка, а относи-

тельной эталонной модели – более чем на 6 порядков. Приведенные факторы позволяют говорить о явных преимуществах моделей, что определят целесообразность разработки подобных моделей для оставшихся типовых объектов ПСС.

Список источников

1. *Бадалов А.Л., Михайлов А.С.* Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС: справочник. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.

2. *Князев А.Д.* Элементы теории и практики электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984. 336 с.

3. *Альтер Л.Ш., Подманков И.И., Свириденко М.В.* Расчет взаимных помех между проектируемыми и действующими радиосредствами на локальном объекте // T-Comm. 2009. № 1. С. 23–25.

4. *Владимиров И.В., Богатырев М.В., Пустовит В.П., Астапенко Ф.П., Житенев С.А.* К вопросу использования искусственных нейронных сетей при назначении частот подвижным комплексам радиосвязи // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. Воронеж, 2023. Т. 4. С. 368–372.

5. *Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А.* Глубокое обучение. М.: ДМК Пресс, 2018. 652 с.

6. *Николаенко С.И., Кадурин А.А., Архангельская Е.О.* Глубокое обучение. СПб.: Питер, 2018. 481 с.

7. *Гмурман В.Е.* Теория вероятностей и математическая статистика: учеб. пособие для вузов. 7-е изд., стер. М.: Высшая школа, 1999. 479 с.

8. *Каширина И.Л., Демченко М.В.* Исследование и сравнительный анализ методов оптимизации, используемых при обучении нейронных сетей // Вестник Воронежского государственного университета. Серия «Системный анализ и информационные технологии». Воронеж, 2018. № 4. С. 123–132.

9. *Diederik P. Kingma, Jimmy Lei Ba.* Adam: A method for stochastic optimization. ICLR 2015. arXiv:1412.6980v9 [cs. LG] 30 Jan 2017.

10. *Ершов М.Д.* Методы оптимизации первого порядка в машинном обучении // Информационные технологии. 2019. Т. 25, № 11. С. 662–669.

11. *Жерон О.* Прикладное машинное обучение с помощью Scikit-Learn и TensorFlow: концепции, инструменты и техники для создания интеллектуальных систем: пер. с англ. СПб.: ООО «Альфа-книга», 2018. 688 с.

12. ГОСТ Р 59898-2021. Оценка качества систем искусственного интеллекта. Общие положения. М.: Стандартинформ, 2021. 1620 с.

Информация об авторах

А.А. Тарабанько, программист
М.С. Данилов, ведущий программист
М.Н. Данильченко, к.т.н., начальник отдела

Information about the authors

A.A. Tarabanko, Programmer
M.S. Danilov, Leading Programmer
M.N. Danilchenko, Ph.D. in Engineering Sciences, head of the department

Статья поступила в редакцию 07.08.2024
Одобрена после рецензирования 14.08.2024
Принята к публикации 19.08.2024

The article was submitted 07.08.2024
Approved after reviewing 14.08.2024
Accepted for publication 19.08.2024

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 22–28. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 22–28. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Разработка широкополосного моноимпульсного радиопеленгатора на основе SDR-радио

А.В. Ашихмин[1], Е.Д. Егорова[2], Е.А. Ищенко[3], С.М. Фёдоров[4]
[1]ИРКОС, Воронеж, Россия
[2–4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[1]ashihminav@ircoc.vrn.ru, [2]evgenia_egorova23@mail.ru, [3]kursk1998@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Представлен широкополосный пеленгатор, построенный на основе доступного SDR-радио и моноимпульсного алгоритма пеленгации. Актуальность исследования обусловлена необходимостью решения задачи определения направления на источники радиоизлучения, работающие на частотах из широкого диапазона, с помощью недорогих технических средств. Предложенный подход основан на использовании программно-определяемого радио (SDR) на базе платформы Analog Devices ADALM-PLUTO, что обеспечивает высокую гибкость и адаптивность системы. Алгоритм включает два основных этапа: предварительное сканирование для грубого определения направления прихода сигнала и точное слежение с применением адаптивной подстройки фазового сдвига между приемными каналами. Ключевой особенностью разработанного алгоритма является использование корреляционной обработки суммарного и разностного сигналов, что позволяет повысить точность оценки угловых координат источника излучения в условиях низкого отношения сигнал–шум. Для верификации предложенного алгоритма создан программно-аппаратный комплекс на основе SDR-платформы и двух логопериодических антенн. Проведены экспериментальные исследования при различных уровнях мощности излучаемого сигнала (–10 дБм, –20 дБм и –45 дБм) в диапазоне углов ±45°. Результаты показали высокую эффективность разработанного пеленгационного комплекса: при уровнях мощности –10 дБм и –20 дБм система демонстрировала хорошую точность определения углового положения; даже при низком уровне сигнала (–45 дБм) система сохраняла работоспособность. Использование SDR-технологии позволило реализовать адаптивные алгоритмы цифровой обработки сигналов, включая корреляционный метод оценки разности фаз и адаптивную фильтрацию, что способствовало повышению точности пеленгации в реальных условиях.*

Ключевые слова: *моноимпульсная пеленгация, SDR-радио, широкая полоса частот, цифровая обработка сигналов.*

Благодарности: *работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006).*

Development of a wideband monopulse radio direction finder based on SDR-radio

A.V. Ashikhmin[1], E.D. Egorova[2], E.A. Ishchenko[3], S.M. Fedorov[4]
[1]IRCOS, Voronezh, Russia
[2–4]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]ashihminav@ircoc.vrn.ru, [2]evgenia_egorova23@mail.ru, [3]kursk1998@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *A wideband direction finder based on an affordable SDR radio and a monopulse direction finding algorithm is considered. The relevance of the study is due to the need of solving the problem of determining the direction of radio emission sources operating at frequencies from a wide range, using inexpensive technical means. The proposed approach is based on the use of software-defined radio (SDR) based on the Analog Devices ADALM-PLUTO platform which provides high flexibility and adaptability of the system. The algorithm includes two main stages: preliminary scanning to roughly determine the direction of signal arrival and precise tracking using adaptive adjustment of the phase shift between receiving channels. The key feature of the developed algorithm is the use of correlation processing of the total and difference signals which makes it possible to increase the accuracy of estimating the angular coordinates of the radiation source under conditions of a low signal-to-noise ratio. To verify the proposed algorithm, a hardware and software complex was created based on an SDR platform and two log-periodic antennas. Experimental studies were carried out at different power levels of the emitted signal (–10 dBm, –20 dBm and –45 dBm) in the angle range ±45°. The results showed the high efficiency of the developed direction-finding complex: at power levels of –10 dBm and –20 dBm, the system demonstrated good accuracy in determining the angular position; even at a low signal level (–45 dBm) the system remained operational. The use of SDR technology made it possible to implement adaptive digital signal processing algorithms, including the correlation method for estimating the phase difference and adaptive filtering, which contributed to increasing the accuracy of direction finding in real conditions.*

Keywords: *monopulse direction finding, SDR radio, wideband, digital signal processing.*

Acknowledgments: *this work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project No. FZGM-2024-0006).*

© Ашихмин А.В., Егорова Е.Д., Ищенко Е.А., Фёдоров С.М., 2024

Совершенствование методов и алгоритмов пространственной локализации источников радиоизлучения является одной из ключевых задач в развитии современных радиотехнических систем, обеспечивающих эффективное функционирование систем связи, радиолокации, радиопеленгации и радионавигации. Одним из эффективных методов пеленгации является моноимпульсный метод, позволяющий с высокой точностью определять угловые координаты источников излучения. Особый интерес представляет разработка алгоритмов сканирования и слежения за направлением прихода волны на основе монопульсной пеленгации.

Анализ существующих исследований показывает, что данная тематика активно развивается. В работе [1] рассмотрены алгоритмы повышения точности оценки пеленга в задаче амплитудной моноимпульсной пассивной локации. Авторы предлагают двухэтапный подход, включающий предварительный расчет пеленга с использованием модельных гауссовых диаграмм направленности и последующее уточнение решения. Для увеличения отношения сигнал–шум предложен переход к обработке взаимной корреляционной функции сигналов. Обобщенный метод моноимпульсной оценки на основе принципа максимального правдоподобия представлен в [2]. Показано, что традиционная техника моноимпульсной пеленгации является приближением оценки максимального правдоподобия. Рассмотрены расширения моноимпульсного принципа на многомерные задачи оценки параметров с антенными решетками. В работе [3] для решения нелинейной задачи оценки вектора излучения антенной решетки предложен нейросетевой подход. Результаты моделирования показали уменьшение ошибки и расширение области измерений по сравнению с классическим методом. Новые методы моноимпульсного определения направления для антенной решетки с линейной частотной модуляцией представлены в [4]. Предложены два метода, основанные на использовании временных и частотных характеристик принятого сигнала. Исследование повышения точности моноимпульсного измерения угловой координаты многолучевой фазированной антенной решеткой проведено в [5]. Показано, что многоканальный угловой дискриминатор обеспечивает меньшие ошибки по сравнению с двухканальным. Сравнительный анализ амплитудного метода Уотсона–Уатта и фазового псевдодоплеровского метода пеленгования представлен в [6]. Рассмотрены достоинства и недостатки обоих подходов. В работе [7] предложен метод синтеза частотно-сканирующих моноимпульсных диаграмм направленности с использованием массива из двух антенн бегущей волны. Продемонстрирована возможность реализации широкого поля зрения при использовании простой пассивной антенной структуры.

Несмотря на значительные успехи в области моноимпульсной пеленгации, остаются актуальными задачи повышения точности определения направления прихода волны в широком секторе обзора, снижения вычислительной сложности алгоритмов для их адаптации к работе в реальном времени. Учитывая результаты проведенного анализа литературы, в рамках настоящего исследования разработали алгоритм сканирования и слежения за направлением прихода радиосигнала, основанный на методе моноимпульсной пеленгации. Алгоритм включает в себя этап предварительного сканирования для грубого определения направления прихода сигнала и этап точного слежения с использованием адаптивной подстройки фазового сдвига между приемными каналами. Особенностью предложенного подхода является применение корреляционной обработки суммарного и разностного сигналов для повышения точности оценки угловых координат источника излучения.

Для практической реализации и верификации разработанного алгоритма создан программно-аппаратный комплекс на базе программно-определяемого радио Analog Devices ADALM-PLUTO. Комплекс позволяет проводить эксперименты в реальном времени, визуализировать результаты пеленгации и оценивать эффективность предложенного алгоритма в различных условиях. Использование SDR технологии обеспечивает гибкость в настройке параметров системы и возможность работы в широком диапазоне частот.

Важным преимуществом предложенного подхода является его экономическая эффективность по сравнению с традиционными решениями в области радиопеленгации. Использование программно-определяемого радио на базе платформы Analog Devices ADALM-PLUTO позволяет значительно снизить стоимость аппаратной части комплекса без существенной потери в функциональности.

Стоимость разработанного пеленгационного комплекса существенно ниже стоимости аналогичных коммерческих систем при сопоставимых технических характеристиках. Это достигается

за счет применения универсальной SDR платформы вместо специализированных радиоприемных устройств, а также реализации большей части функционала на программном уровне.

Экономическая эффективность разработки особенно актуальна для задач, требующих развертывания сети пеленгационных станций на обширной территории. В таких случаях снижение стоимости отдельного комплекса позволяет существенно уменьшить общие затраты на создание системы радиомониторинга при сохранении требуемого покрытия.

Кроме того, использование открытой SDR платформы обеспечивает гибкость в модернизации и адаптации системы под конкретные задачи, что также способствует снижению долгосрочных затрат на эксплуатацию и обновление оборудования.

Реализация моноимпульсного пеленгатора на базе SDR платформы AD9361

Для реализации моноимпульсного пеленгатора была выбрана программно-определяемая радиосистема (SDR) производства Analog Devices. Данная платформа обеспечивает высокую гибкость и производительность при разработке радиотехнических систем благодаря возможности программной настройки параметров приемопередающего тракта и наличию встроенных блоков цифровой обработки сигналов.

Аппаратная часть системы включает в себя два приемных канала, реализованных на базе SDR трансивера AD9361. Использование двухканальной архитектуры позволяет сформировать суммарную и разностную диаграммы направленности антенной системы, необходимые для работы моноимпульсного пеленгатора. Антенны разнесены на расстояние d, которое выбирается исходя из требований к точности пеленгации и рабочей длины волны λ:

```
d_wavelength = 0.5
wavelength = 3E8 / rx_lo
d = d_wavelength * wavelength.
```

Программное обеспечение системы разработано на языке Python с использованием библиотеки pyadi-iio для управления SDR платформой. Архитектура ПО включает в себя следующие основные модули: модуль инициализации и настройки параметров SDR платформы, модуль формирования и передачи тестовых сигналов для калибровки, модуль приема и первичной обработки сигналов (оцифровка, фильтрация, децимация), модуль вычисления суммарного и разностного каналов, модуль оценки мощности сигнала и определения направления прихода, модуль отображения результатов и взаимодействия с пользователем. Взаимодействие между модулями осуществляется через программные интерфейсы, что обеспечивает гибкость и расширяемость системы.

Алгоритм калибровки и юстировки антенной системы включает в себя следующие этапы: установка антенн на требуемое расстояние d с учетом рабочей длины волны, подключение антенн к приемным каналам SDR платформы, передача тестового сигнала известной частоты и фазы через опорный канал:

```
fs = int(sdr.sample_rate)
N = 2 ** 16
ts = 1 / float(fs)
t = np.arange(0, N * ts, ts)
i0 = np.cos(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14
q0 = np.sin(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14
iq0 = i0 + 1j * q0
sdr.tx([iq0, iq0]).
```

Алгоритм калибровки состоит из следующих шагов: прием тестового сигнала в двух каналах и оценка фазового сдвига между ними, расчет и применение поправочных коэффициентов для компенсации фазового сдвига, проверка точности пеленгации по эталонному источнику сигнала с известными координатами. Описанный алгоритм калибровки позволяет скомпенсировать систематические ошибки, связанные с неидентичностью приемных трактов и неточностью установки антенн, что повышает точность пеленгации в реальных условиях эксплуатации.

Алгоритм работы пеленгатора реализован в виде отдельных функций, выполняющих инициализацию SDR платформы и настройку параметров приемных каналов (частота дискретизации, полоса пропускания, коэффициент усиления и др.), формирование и передачу тестового сигнала для калибровки фазового сдвига между каналами, прием и оцифровку сигналов в двух каналах, вычисление суммарного и разностного сигналов путем комплексного сложения и вычитания принятых отсчетов:

```
def monopulse_angle(array1, array2):
sum_delta_correlation = np.correlate(array1[signal_start:signal_end], array2[signal_start:signal_end], 'valid')
angle_diff = np.angle(sum_delta_correlation)
return angle_diff.
```

Оценку мощности принятого сигнала в каждом канале с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ), вычисление разности фаз между суммарным и разностным каналами с помощью корреляционного метода, расчет угла прихода сигнала на основе измеренной разности фаз и известной геометрии антенной системы:

```
def calcTheta(phase):
arcsin_arg = np.deg2rad(phase) * 3E8 / (2 * * np.pi * rx_lo * d)
arcsin_arg = max(min(1, arcsin_arg), –1)
calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
return calc_theta.
```

Для повышения точности пеленгации в условиях реальной помеховой обстановки предусмотрена возможность проведения периодической калибровки фазового сдвига между каналами с использованием опорного сигнала от передатчика. Кроме того, реализован алгоритм адаптивной фильтрации, позволяющий подавлять узкополосные помехи и повышать отношение сигнал–шум на входе пеленгатора.

Алгоритм сканирования и слежения за направлением прихода сигнала

Разработанный алгоритм сканирования и слежения за направлением прихода радиосигнала основан на методе последовательного сканирования пространства в заданном секторе углов и анализе мощности принятого сигнала в каждом угловом положении антенной системы. Для определения направления на источник радиоизлучения используется моноимпульсный метод пеленгации, обеспечивающий высокую точность и быстродействие.

Процесс сканирования начинается с установки антенной системы в начальное угловое положение, соответствующее одной из границ сектора обзора. Далее выполняется последовательный поворот антенн с заданным шагом по азимуту, и для каждого углового положения производится измерение мощности принятого сигнала в суммарном и разностном каналах пеленгатора. Значения мощности сигнала запоминаются в массиве данных для дальнейшего анализа.

После завершения цикла сканирования выполняется поиск углового положения, соответствующего максимальному значению мощности сигнала в суммарном канале. Данное положение принимается за грубую оценку направления на источник радиоизлучения. Для уточнения пеленга используется метод моноимпульсной пеленгации, основанный на измерении разности фаз между суммарным и разностным каналами в найденном угловом положении.

Разность фаз между каналами определяется путем вычисления взаимной корреляции между комплексными огибающими сигналов в суммарном и разностном каналах. Полученное значение фазового сдвига пересчитывается в угол прихода сигнала относительно оси антенной системы с учетом известной геометрии расположения антенных элементов и длины волны принимаемого сигнала.

```
def monopulse_angle(array1, array2):
sum_delta_correlation = = np.correlate(array1[signal_start:signal_end],
array2[signal_start:signal_end], 'valid')
angle_diff = np.angle(sum_delta_correlation)
return angle_diff
def calcTheta(phase):
arcsin_arg = np.deg2rad(phase) * 3E8 / (2 * * np.pi * rx_lo * d)
arcsin_arg = max(min(1, arcsin_arg), –1)
calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
return calc_theta.
```

Вычисленный угол прихода сигнала используется в качестве начального приближения для работы следящей системы, которая обеспечивает непрерывное слежение за направлением на источник радиоизлучения при его перемещении. Алгоритм слежения основан на принципе моноимпульсного дискриминатора, который формирует сигнал ошибки по углу, пропорциональный отклонению текущего направления антенной системы от направления на источник.

Сигнал ошибки по углу вычисляется путем измерения разности фаз между суммарным и разностным каналами пеленгатора в текущем угловом положении антенной системы. Значение разности фаз пересчитывается в угловую ошибку, которая используется для формирования управляющего сигнала, подаваемого на привод антенной системы. Привод обеспечивает поворот антенн в направлении, противоположном знаку угловой ошибки, тем самым минимизируя отклонение от направления на источник.

Период обновления информации о направлении на источник определяется временем накопления сигнала, необходимым для обеспечения требуемого отношения сигнал/шум на входе приемных каналов пеленгатора. В промежутках между измерениями углового положения

цели следящая система работает в режиме экстраполяции, используя информацию о скорости перемещения источника, полученную на основе нескольких последних измерений.

Экспериментальные исследования

Для оценки точности и эффективности разработанного пеленгационного комплекса, на основе программно-определяемого радио (SDR) и двух логопериодических антенн были проведены экспериментальные исследования. Цель эксперимента заключалась в определении зависимости между реальным угловым положением принимающих антенн и значениями, рассчитанными программным обеспечением комплекса.

Экспериментальная установка состояла из эталонной излучающей антенны и двух логопериодических принимающих антенн, подключенных к устройству ADALM-PLUTO. Расстояние между излучающей и принимающими антеннами составляло три метра. В ходе эксперимента принимающие антенны поворачивались с шагом в 5 градусов, и для каждого углового положения фиксировались значения, рассчитанные программным обеспечением пеленгационного комплекса.

Исследования проводились при трех различных уровнях мощности излучаемого сигнала: –10 дБм, –20 дБм и –45 дБм. Результаты экспериментов представлены в таблице ниже.

Экспериментальная установка

Таблица

Результаты экспериментальной оценки точности определения углового положения источника радиоизлучения при различных уровнях мощности сигнала

Реальный угол поворота антенн, град.	Расчетный угол при –10 дБм, град.	Расчетный угол при –20 дБм, град.	Расчетный угол при –45 дБм, град.
0	0	0	3
5	5	8	5
10	10	14	10
15	18	22	15
20	24	30	22
25	31	36	30
30	37	43	35
35	45	50	45
40	52	57	77
45	61	61	57

Анализ полученных результатов показывает, что разработанный пеленгационный комплекс демонстрирует хорошую точность при определении углового положения принимающих антенн. При уровне мощности излучаемого сигнала –10 дБм и –20 дБм наблюдается незначительное увеличение ошибки при увеличении уг-

ла поворота антенн, сохраняя при этом приемлемую точность во всем диапазоне измерений.

При уровне мощности –45 дБм точность определения углового положения несколько снижается, особенно при больших углах поворота антенн, так как возникает решение сложной краевой задачи. Это может быть связано с уменьшением отношения сигнал–шум и усложнением условий приема сигнала. Тем не менее, даже в этом случае ошибка определения углового положения не превышает 37 градусов.

Заключение

В рамках проведенного исследования был разработан и экспериментально апробирован алгоритм сканирования и слежения за направлением прихода радиосигнала с применением метода моноимпульсной пеленгации. Ключевыми особенностями предложенного подхода являются использование программно-определяемого радио (SDR) на базе платформы Analog Devices ADALM-PLUTO и реализация двухэтапного алгоритма, включающего предварительное сканирование и точное слежение.

Результаты экспериментальных исследований подтвердили эффективность разработанного пеленгационного комплекса. При уровнях мощности излучаемого сигнала –10 дБм и –20 дБм система продемонстрировала высокую точность определения углового положения источника радиоизлучения в диапазоне углов до 45 градусов. Даже при низком уровне мощности сигнала (–45 дБм) комплекс сохранял работоспособность, хотя и с ожидаемым снижением точности.

Использование SDR технологии обеспечило высокую гибкость системы, позволяя адаптировать параметры приемного тракта к различным условиям эксплуатации. Реализованные алгоритмы цифровой обработки сигналов, включая корреляционный метод оценки разности фаз и адаптивную фильтрацию, способствовали повышению точности пеленгации в условиях реальной помеховой обстановки.

Разработанный программно-аппаратный комплекс открывает перспективы для дальнейших исследований в области моноимпульсной пеленгации, в частности, представляет интерес оптимизация алгоритмов обработки сигналов для повышения точности при низких отношениях сигнал–шум, а также разработка методов адаптивной настройки параметров системы в зависимости от характеристик принимаемого сигнала и помеховой обстановки.

Практическая значимость полученных результатов заключается в возможности создания компактных и экономичных систем пеленгации на базе SDR платформ, которые могут найти применение в различных областях, включая системы радиомониторинга, навигации и связи.

Одним из ключевых преимуществ разработанного пеленгационного комплекса является его широкополосность, которая ограничивается характеристиками антенн, а также их настройкой (установки базы пеленгатора), что существенно отличает его от большинства традиционных решений в области радиопеленгации, в то время как многие существующие системы пеленгации ориентированы на работу в узкой полосе частот, что не позволяет эффективно определять направление прихода волн в значительно более широком диапазоне.

Архитектура платформы ADALM-PLUTO позволяет программно настраивать параметры приемного тракта, включая центральную частоту и полосу пропускания, в широких пределах без изменения аппаратной части системы. Это дает возможность адаптировать пеленгатор к работе с различными типами сигналов и в различных частотных диапазонах, что особенно актуально в условиях современной сложной электромагнитной обстановки.

Преимущество широкополосности особенно значимо в задачах радиомониторинга и радиоразведки, где часто требуется обнаружение и пеленгация сигналов неизвестной частоты или сигналов, меняющих свои частотные характеристики во времени. В отличие от узкополосных систем, которые эффективны только в ограниченном частотном диапазоне, данный широкополосный пеленгатор способен одновременно обрабатывать сигналы в широкой полосе частот, что значительно повышает вероятность обнаружения и точность пеленгации в сложной сигнальной обстановке.

Список источников

1. *Логинов А.А., Морозов О.А., Семенова М.Ю.* Алгоритмы повышения точности оценки пеленга в задаче амплитудной моноимпульсной пассивной локации // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. № 5 (2). С. 358–362.

2. *Nickel U.* Overview of Generalized Monopulse Estimation // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2006. Vol. 21, № 6. Pp. 27–56.

3. *Шацкий Н.В., Ходаев Н.А.* Метод определения направления на цель цифровой антенной решеткой моноимпульсной радиолокационной станции // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15, № 12. С. 4–10.

4. *Turhaner A., Demir S., Hizal A.* Monopulse Direction Finding for Linear Frequency Modulation Based Frequency Diverse Array // 2017 IEEE Radar Conference (RadarConf). 2017. Pp. 0089–0094. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944186.

5. *Фетисов С.Е.* Повышение точности моноимпульсной пеленгации в многолучевых антенных решетках // Вестник Концерна ВКО «Алмаз–Антей». 2022. № 4. С. 18–24. URL: https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-18-24.

6. *Ahmed N.* Radio Direction Finding, Theory and Practices: Technical Report. Lahore: University of Engineering and Technology, 2016. 56 p. doi: 10.13140/RG.2.1.1019.4002/1.

Информация об авторах

Александр Владимирович Ашихмин, д.т.н., профессор
Евгения Дмитриевна Егорова, студент
Евгений Алексеевич Ищенко, аспирант, инженер
Сергей Михайлович Фёдоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

Alexander V. Ashihmin, D.Sc. in Engineering Science, Professor
Evgenia D. Egorova, Student
Evgeny A. Ishenko, Postgraduate, Engineer
Sergey M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 19.08.2024
Одобрена после рецензирования 26.08.2024
Принята к публикации 30.08.2024

The article was submitted 19.08.2024
Approved after reviewing 26.08.2024
Accepted for publication 30.08.2024

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 29–34. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 29–34. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Влияние гауссовских узкополосных помех на точность оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов

Павел Андреевич Трифонов[1], Доан Тхе Туан[2]
[1,2]Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия
[1]bk_123@bk.ru, [2]doanthetuan3007@gmail.com

Аннотация. *Представлены результаты синтеза и анализа алгоритма оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов, принимаемых на фоне гауссовских узкополосных помех и гауссовского белого шума. Найдена дисперсия оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов, принимаемых на фоне гауссовских узкополосных помех и гауссовского белого шума. Исследовано влияние гауссовских узкополосных помех на точность оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов.*

Ключевые слова: *средняя частота, квазиправдоподобие, уравнение Фоккера–Планка–Колмогорова, сверхширокополосный сигнал.*

Influence of gaussian narrow-band interference on the accuracy of estimating the average frequency of ultra-wideband signals

Pavel A. Trifonov[1], T.T. Doan[2]
[1,2]Voronezh State University, Voronezh, Russia
[1]bk_123@bk.ru, [2]doanthetuan3007@gmail.com

Abstract. *The results of synthesis and analysis of an algorithm for estimating the average frequency of ultra-wideband signals received against Gaussian narrowband interference and Gaussian white noise are presented. The variance of average frequency estimate of ultra-wideband signals received against Gaussian narrowband interference and Gaussian white noise is found. The influence of Gaussian narrowband interference on the accuracy of estimating the average frequency of ultra-wideband signals is studied.*

Keywords: *average frequency, quasi-likelihood, Fokker–Planck–Kolmogorov equation, ultra-wideband signal.*

В настоящее время в радиоэлектронных средствах различного назначения широко используются сверхширокополосные сигналы (СШПС), о чем свидетельствует достаточное число публикаций [1–3, 6–9 и др.]. В связи с этим во многих прикладных задачах необходимо решать задачи оценки параметров СШПС [4, 6–9 и др.], в том числе оценки частотных параметров СШПС [4, 9]. В работе [4] выполнены синтез и анализ квазиправдоподобного алгоритма (КП) оценки частоты сверхширокополосного квазирадосигнала с неизвестной длительностью, наблюдаемого на фоне белого гауссовского шума (ГБШ). В работе [9] исследовано влияние гауссовских узкополосных помех (ГУП) на точность оценки частотных параметров СШПС. В частности, существенный интерес вызывает задача оценки средней частоты СШПС.

Цель работы – исследовать влияние ГУП на точность оценки средней частоты СШПС, принимаемых на фоне ГБШ.

Пусть на фоне ГУП и ГБШ наблюдает СШПС $s(t,\Omega_1,\Omega_2)$, спектр которого можно представить в виде

$$S(\omega,\Omega_1,\Omega_2)=\begin{cases} g(\omega), \Omega_1 \le \omega \le \Omega_2, \\ 0, \omega < \Omega_1; \omega > \Omega_2. \end{cases} \quad (1)$$

Обозначим Ω_1 – минимальная частота спектра СШПС, Ω_2 – максимальная частота спектра СШПС и $\Omega_v=(\Omega_1+\Omega_2)/2$ – средняя частота СШПС. Здесь Ω_1, Ω_2 могут принимать значения из априорных интервалов

$$\Omega_1 \in [\Omega_{1\min};\Omega_{1\max}],\ \Omega_2 \in [\Omega_{2\min};\Omega_{2\max}]. \quad (2)$$

© Трифонов П.А., Доан Т.Т., 2024

Предположим, что $n(t)$ – реализация ГБШ с односторонней спектральной плотностью N_0, $\xi(t)$ – ГУП с корреляционной функцией $B_\xi(t_2 - t_1)$. В частном случае, спектральную плотность ГУП можно представить в виде [3, 6, 7]

$$G_\xi(\omega) = \frac{\gamma}{2}\left[I\left(\frac{\omega_0 - \omega}{\Omega_\xi} \right) + I\left(\frac{\omega_0 + \omega}{\Omega_\xi} \right) \right], \qquad (3)$$

где ω_0 – центральная частота ГУП, Ω_ξ – ширина полосы частот ГУП, γ – величина спектральной плотности ГУП (интенсивность), $I(x) = \begin{cases} 1, |x| < 1/2 \\ 0, |x| > 1/2 \end{cases}$.

В (1) функция $g(\omega)$ описывает форму спектра СШПС в полосе частот $\omega \in [\Omega_1; \Omega_2]$. Согласно (1) СШПС описывается выражением

$$s(t, \Omega_1, \Omega_2) = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} g(\omega) \exp(j\omega t) d\omega. \qquad (4)$$

Как известно [3, 9], для оценки частотных параметров СШПС можем использовать КП алгоритм оценки, согласно которому логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП) для сигнала (4) запишется в виде

$$L(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) s(t, \Omega_1, \Omega_2) dt - \\ - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t, \Omega_1, \Omega_2) dt. \qquad (5)$$

Здесь $x(t) = s(t, \Omega_{01}, \Omega_{02}) + n(t) + \xi(t)$ – реализация наблюдаемых данных на интервале времени $[0; T]$. В соответствии с определением [5] КП оценки $\hat{\Omega}_1$ минимальной и КП оценки $\hat{\Omega}_2$ максимальной частот спектра СШПС (4) определяются выражением

$$(\hat{\Omega}_1, \hat{\Omega}_2) = \arg\sup L(\Omega_1, \Omega_2), \qquad (6)$$

где Ω_1, Ω_2 принадлежат интервалам (2).

Для определения характеристик КП оценки (6) представим (5) в виде суммы сигнальной составляющей и шумовых функций [3, 9]:

$$L(\Omega_1, \Omega_2) = S(\Omega_1, \Omega_2) + N(\Omega_1, \Omega_2) = \\ = S(\Omega_1, \Omega_2) + N_n(\Omega_1, \Omega_2) + N_\xi(\Omega_1, \Omega_2). \qquad (7)$$

Здесь

$$S(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{2}{N_0} \int_0^T s(t, \Omega_1, \Omega_2) s(t, \Omega_{01}, \Omega_{02}) dt - \\ - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t, \Omega_1, \Omega_2) dt \qquad (8)$$

– сигнальная составляющая,

$$N_n(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{2}{N_0} \int_0^T n(t) s(t, \Omega_1, \Omega_2) dt \qquad (9)$$

– шумовая функция, обусловленная воздействия ГБШ,

$$N_\xi(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) s(t, \Omega_1, \Omega_2) dt \qquad (10)$$

– шумовая функция, обусловленная действием ГУП.

Найдем далее выражение для корреляционной функции шумовой функции $N(\Omega_1, \Omega_2)$. Учитывая, что $\langle N(\Omega_1, \Omega_2) \rangle = 0$, можно записать

$$B(\Omega_1, \Omega_2) = \langle N(\Omega_1) N(\Omega_2) \rangle = \langle N_n(\Omega_1) N_n(\Omega_2) \rangle + \langle N_\xi(\Omega_1) N_\xi(\Omega_2) \rangle = B_n(\Omega_1, \Omega_2) + B_\xi(\Omega_1, \Omega_2). \qquad (11)$$

Здесь

$$B_n(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t, \Omega_1, \Omega_2) dt, \qquad (12)$$

$$B_\xi(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{4}{N_0^2} \int_0^T \int_0^T B_\xi(t_2 - t_1) s(t_1, \Omega_1, \Omega_2) s(t_2, \Omega_1, \Omega_2) dt_1 dt_2. \qquad (13)$$

Для того чтобы рассчитать (11), выразим корреляционную функцию ГУП через ее спектральную плотность

$$B_\xi(t_2-t_1)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}G_\xi(\omega)\exp\left[j\omega(t_2-t_1)\right]d\omega. \quad (14)$$

В случае, когда $\omega<\omega_0-\Omega_\xi/2$ или $\omega>\omega_0+\Omega_\xi/2$, запишем (14) в виде

$$B_\xi(t_2-t_1)=0, \quad (15)$$

соответственно $B_\xi(\Omega_1,\Omega_2)=0$. Если $\omega_0-\Omega_\xi/2<\omega<\omega_0+\Omega_\xi/2$, то

$$B_\xi(t_2-t_1)=\frac{\gamma}{2}\delta(t_2-t_1), \quad (16)$$

где $\delta(.)$ – дельта-функция.

В дальнейшем для определения влияния ГУП на точность оценки рассмотрим случай $\omega_0-\Omega_\xi/2<\omega<\omega_0+\Omega_\xi/2$.

Подставляя (16) в (13), находим выражение для корреляционной функции ГУП

$$B_\xi(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2\gamma}{N_0^2}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt, \quad (17)$$

тогда выражение для корреляционной функции $N(\Omega_1,\Omega_2)$ представим в виде

$$B(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2}{N_0}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt+\frac{2\gamma}{N_0^2}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=$$
$$=\left(1+\frac{\gamma}{N_0}\right)\left[\frac{2}{N_0}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt\right]. \quad (18)$$

Далее выразим ЛФОП (5) и корреляционную функцию (18) через спектр СШПС (1). Для этого воспользуемся теоремой Парсеваля и представим:

$$\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=\frac{1}{2\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega. \quad (19)$$

Подставляя (4) в первое слагаемое правой части (5), имеем

$$\int_0^T x(t)s(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=$$
$$=\frac{1}{2\pi}\int_0^T dt\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}g(\omega)x(t)\exp(j\omega t)d\omega. \quad (20)$$

Обозначая

$$x(\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty}x(t)\exp(-j\omega t)dt \quad (21)$$

– текущий (выборочный) спектр наблюдаемых данных, перепишем (20) как

$$\int_0^T x(t)s(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=\frac{1}{2\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}g(\omega)x^*(\omega)d\omega. \quad (22)$$

Подставляя (19), (22) в (5), (18), получаем выражения

$$L(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}g(\omega)x^*(\omega)d\omega-$$
$$-\frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega, \quad (23)$$

$$B(\Omega_1,\Omega_2)=\left(1+\frac{\gamma}{N_0}\right)\left[\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega\right]. \quad (24)$$

Для расчета характеристик оценок (6) представим (23) в виде суммы

$$L(\Omega_1,\Omega_2)=L_1(\Omega_1)+L_2(\Omega_2). \quad (25)$$

Здесь

$$L_1(\Omega_1)=\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_f}g(\omega)x^*(\omega)d\omega-\frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_f}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega, \quad (26)$$

$$L_2(\Omega_2)=\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_2}g(\omega)x^*(\omega)d\omega-\frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega, \quad (27)$$

где Ω_f – произвольное фиксированное значение частоты из интервала $\left[\Omega_{1\max};\ \Omega_{2\min}\right]$. В частности, можно выбрать

$$\Omega_f = \left(\Omega_{1\max} + \Omega_{2\min}\right)/2. \qquad (28)$$

Как известно [10], гауссовские спектральные меры на неперекрывающихся частотных интервалах ортогональны. Поэтому слагаемые в (25), т.е. случайные процессы $L_1(\Omega_1)$ (26) и $L_2(\Omega_2)$ (27), будут статистически независимыми. В результате КП оценки (6) минимальной и максимальной частот спектра СШПС можно переписать как

$$\widehat{\Omega}_1 = \arg\sup L_1(\Omega_1),\ \widehat{\Omega}_2 = \arg\sup L_2(\Omega_2),$$

$$\Omega_1 \in \left[\Omega_{1\min};\ \Omega_{1\max}\right],\ \Omega_2 \in \left[\Omega_{2\min};\ \Omega_{2\max}\right]. \qquad (29)$$

Полагаем отношение сигнал–шум (ОСШ) принимаемого СШПС настолько большим, что КП оценки (29) обладают высокой апостериорной точностью [5]. Чтобы найти в этих условиях характеристики оценки $\widehat{\Omega}_2$ максимальной частоты спектра СШПС, представим (27) в виде суммы сигнальной и шумовой функций:

$$L_2(\Omega_2) = S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) + N_2(\Omega_2) =$$
$$= S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) + N_{n2}(\Omega_2) + N_{\xi 2}(\Omega_2). \qquad (30)$$

Подставляя реализацию $x(t)$ в (30) и выполняя усреднение, находим для сигнальной функции выражение

$$S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) = \frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\min(\Omega_2, \Omega_{02})} |g(\omega)|^2\, d\omega - \frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_2} |g(\omega)|^2\, d\omega. \qquad (31)$$

Далее запишем выражение для корреляционной функции шумовой функции $N_2(\Omega_2)$ как

$$B_2(\Omega_{12}, \Omega_{22}) = \left(1 + \frac{\gamma}{N_0}\right)\left[\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\min(\Omega_{12}, \Omega_{22})} |g(\omega)|^2\, d\omega\right]. \qquad (32)$$

Для расчета потенциальной точности оценки максимальной частоты спектра СШПС исследуем поведение сигнальной функции (31) и корреляционной функции (32) в малой окрестности точки Ω_{02} [3, 5]. С этой целью обозначим

$$\Delta = \Omega_2 - \Omega_{02},\ \Delta_1 = \Omega_{12} - \Omega_{02},\ \Delta_2 = \Omega_{22} - \Omega_{02}. \qquad (33)$$

Используя обозначения (33), перепишем (31) и (32) в виде

$$S_2(\Omega_2, \Omega_0) = \frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_0 + \min(0,\Delta)} |g(\omega)|^2\, d\omega -$$
$$- \frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_0 + \Delta} |g(\omega)|^2\, d\omega, \qquad (34)$$

$$B_2(\Omega_{12}, \Omega_{22}) = \left(1 + \frac{\gamma}{N_0}\right)\left[\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_0 + \min(0,\Delta)} |g(\omega)|^2\, d\omega\right]. \qquad (35)$$

В условиях высокой апостериорной точности оценки

$$|\Delta| << \Omega_{02},\ |\Delta_1| << \Omega_{02},\ |\Delta_2| << \Omega_{02}. \qquad (36)$$

Поэтому разложим (34), (35) в ряд по степеням малых параметров Δ, $\min(0,\Delta)$, $\min(\Delta_1, \Delta_2)$ и ограничимся использованием членов, содержащих лишь первые степени малых параметров. В результате получаем приближенные выражения

$$S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) = \frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_{02}} |g(\omega)|^2\, d\omega + \frac{1}{\pi N_0} G_2^2\left[\min(0,\ \Omega_2 - \Omega_{02}) - \frac{\Omega_2 - \Omega_{02}}{2}\right], \qquad (37)$$

$$B_2(\Omega_{12}, \Omega_{22}) = \left(1 + \frac{\gamma}{N_0}\right)\left[\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_{02}} |g(\omega)|^2\, d\omega + \frac{1}{\pi N_0} G_2^2 \min(\Omega_{12} - \Omega_{02}, \Omega_{22} - \Omega_{02})\right]. \qquad (38)$$

Здесь $G_2 = |g(\Omega_{02})|$.

Как следует из (37), (38), в малой окрестности точки Ω_{02} ЛФОП (30) является гауссовским марковским случайным процессом диффузионного типа [5].

Используя (37) и (38), аналогично [11] находим коэффициенты сноса и диффузии локально – марковского случайного процесса (30)

$$K_{21} = \frac{1}{2\pi N_0} G_2^2 \begin{cases} 1, \ \Omega_2 < \Omega_{02}, \\ -1, \ \Omega_2 > \Omega_{02}, \end{cases} \tag{39}$$

$$K_{22} = \frac{\left(1 + \dfrac{\gamma}{N_0}\right)}{\pi N_0} G_2^2 . \tag{40}$$

Решая уравнение Фоккера–Планка–Колмогорова с коэффициентами (39), (40) при соответствующих начальных и граничных условиях, находим асимптотическое выражение для дисперсии КП оценки $\hat{\Omega}_2$ максимальной частоты Ω_{02} спектра СШПС

$$D(\hat{\Omega}_2) = \frac{104\pi^2 N_0^2 \left(1 + \dfrac{\gamma}{N_0}\right)^2}{G_2^4} . \tag{41}$$

Найдем аналогичным образом дисперсию КП оценки $\hat{\Omega}_1$ минимальной частоты Ω_{01} спектра СШПС:

$$D(\hat{\Omega}_1) = \frac{104\pi^2 N_0^2 \left(1 + \dfrac{\gamma}{N_0}\right)^2}{G_1^4} , \tag{42}$$

где $G_1 = \left| g(\Omega_{01}) \right|$.

Как известно [3], можем найти оценки $\hat{\Omega}_v$ средней частоты СШПС и их характеристики с использованием КП оценки $\hat{\Omega}_1$ и $\hat{\Omega}_1$, получаемых из (29). Действительно, для оценки $\hat{\Omega}_v$ средней частоты СШПС используем формулу

$$\hat{\Omega}_v = (\hat{\Omega}_1 + \hat{\Omega}_2) / 2 . \tag{43}$$

В силу статистической независимости оценок минимальной и максимальной частот спектра СШПС можем записать дисперсию оценки (43) средней частоты СШПС как

$$D(\hat{\Omega}_v) = \frac{\left[D(\hat{\Omega}_1) + D(\hat{\Omega}_2) \right]}{4} = \frac{26\pi^2 N_0^2 (G_1^4 + G_2^4)(1+q)^2}{G_1^4 G_2^4} , \tag{44}$$

где q – отношение помеха–шум, которое определяется выражением

$$q = \gamma / N_0 . \tag{45}$$

Спектр СШПС во многих случаях имеет форму, изображенную на рис. 1, что соответствует концентрации энергии сигнала в области низких частот [12, 13]. Поэтому ниже детализируем характеристики оценок основных частотных параметров СШПС в случае линейно изменяющегося амплитудно-частотного спектра (АЧС). Очевидно, что

$$G_0 = (G_1 + G_2) / 2 . \tag{46}$$

Обозначим

$$k = \frac{G_2}{G_1} \tag{47}$$

– параметр, характеризующий наклон вершины АЧС. При $k < 1$ спектр выглядит, как на рис. 1.

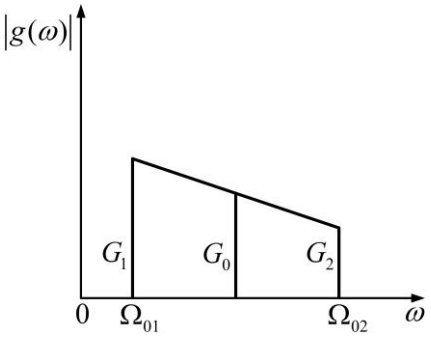


Рис. 1. Спектр СШПС

Подставляя (47) в (44), дисперсию оценки средней частоты СШПС перепишем в виде

$$D(\hat{\Omega}_v) = \frac{13\pi^2 N_0^2 (1+k)^4 (1+k^4)(1+q)^2}{8 G_0^4 k^4} . \tag{48}$$

Нетрудно заметить, что дисперсия (48) будет минимальной при $k = 1$ и $q = 0$ (при отсутствии воздействия ГУП), то есть

$$D_m(\hat{\Omega}_v) = \frac{52\pi^2 N_0^2}{G_0^4} . \tag{49}$$

Из (48), (49) находим проигрыш в оценке средней частоты СШПС в зависимости от наклона его спектра (47) и отношения помеха–шум (45)

$$\chi = \frac{D(\hat{\Omega}_v)}{D_m(\hat{\Omega}_v)} = \frac{(1+k)^4 (1+k^4)(1+q)^2}{32 k^4} . \tag{50}$$

На рис. 2 представлена зависимость проигрыша в оценке средней частоты сигнала в зависимости от наклона его спектра для 3-х случаев величины отношения помеха–шум. Сплошная кривая, штриховая кривая и штрих-пунктирная кривая на рисунке соответствуют случаям $q = 0.5$, $q = 1$ и $q = 1.5$.

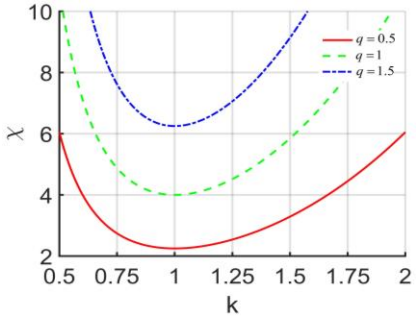


Рис. 2. Зависимость проигрыша в оценке средней частоты СШПС от наклона его спектра и отношения помеха–шум

Анализируя зависимость, представленную на рис. 2, видим, что проигрыш в оценке зависит от изменения параметра, характеризующего наклон спектра. При $k = 1$ проигрыш в оценке минимален, то есть в случае, когда спектр сигнала имеет прямоугольную форму, проигрыш в оценке будет минимальным. Кроме этого, увеличение величины отношения помеха–шум приводит к увеличению проигрыша в оценке средней частоты сигналов, следовательно, с увеличением интенсивности ГУП увеличивается дисперсия оценки средней частоты СШПС, соответственно, приводит к снижению точности оценки средней частоты СШПС.

Выводы

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор необходимого алгоритма оценки частотных параметров СШПС в зависимости от имеющейся априорной информации о помехе и в зависимости от требований, предъявляемых к простоте реализации алгоритма и точности оценки.

Список источников

1. *Шепета А.П.* Особенности применения сверхширокополосных сигналов в современных РЛС // I-methods. 2016. Т. 8, № 3. С. 18–23.

2. *Любавский А.П., Разиньков С.Н.* Классификация, области применения и перспективы развития систем радиосвязи со сверхширокополосными сигналами // Информатика: проблемы, методология, технологии: сборник материалов XVIII международной научно-методической конференции: в 7 томах. Воронеж, 08–09 февраля 2018 г. Т. 6. Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2018. С. 22–26.

3. *Радзиевский В.Г., Трифонов П.А.* Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиофизика, 2009. 288 с.

4. *Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н.* Квазиправдоподобный алгоритм оценки частоты сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестной длительностью // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 8. doi: 10.30898/1684-1719.2023.8.9.

5. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Советское радио, 1978. 296 с.

6. *Трифонов П.А., Захаренко Г.А.* Влияние узкополосных помех на эффективность оценки параметров сверхширокополосных сигналов // Радиотехника. 2000. № 9. С. 46–49.

7. *Трифонов П.А.* Влияние узкополосных помех на пороговые характеристики оценки параметров сверхширокополосных сигналов // Радиотехника. 2007. № 7. С. 33−36.

8. *Радзиевский В.Г., Трифонов П.А.* Влияние узкополосной помехи на точность оценки угла прихода сверхширокополосного сигнала // Межвузовский сборник статей «Синтез, передача и прием сигналов управления и связи». Воронежский государственный технический университет, 2002. С. 122−127.

9. *Радзиевский В.Г., Трифонов П.А.* Влияние узкополосной помехи на точность оценки ширины спектра сверхширокополосного сигнала // Сборник трудов IX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2003. Т. 1. С. 132−138.

10. *Трифонов А.П., Шинаков Ю.С.* Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. 246 с.

11. *Тихонов В.И., Миронов М.А.* Марковские процессы. М.: Радио и связь, 1977. 488 с.

12. *Федотов Д.В., Судаков А.А.* Сигналы, используемые в СШП радиосистемах // Наукоемкие технологии. 2005. № 7. С. 15–21.

13. *Юшков Ю.Г., Бадулин Н.Н., Бацула А.П., Мельников А.И., Новиков С.А., Разин С.В., Шошин Е.Л.* Наносекундный радиолокатор с временной компрессией СВЧ-импульсов передатчика // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т. 2, № 6. С. 71–76.

Информация об авторах

П.А. Трифонов, д.т.н., профессор
Т.Т. Доан, аспирант

Information about the authors

P.A. Trifonov, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
T.T. Doan, Postgraduate

Статья поступила в редакцию 14.06.2024
Одобрена после рецензирования 24.06.2024
Принята к публикации 27.06.2024

The article was submitted 14.06.2024
Approved after reviewing 24.06.2024
Accepted for publication 27.06.2024

Принципы построения и алгоритмы функционирования устройств радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 35–43. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 35–43. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.375.026

Метод цифровых предыскажений в частотной области для линеаризации многоканального передающего тракта

Л.И. Аверина[1], В.Д. Шутов[2], Е.В. Аверина[3], В.А. Золотухин[4]
[1–4]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
✉Л.И. Аверина, averina@phys.vsu.ru

Аннотация. *Предложена модификация метода цифровых предыскажений в частотной области для многоканальной передающей системы, которая позволяет значительно уменьшить вычислительную сложность реализации без потери эффективности линеаризации. Предложены структуры цифровых корректоров в частотной области, позволяющие дополнительно снизить уровень пространственных интермодуляционных лучей, образованных из-за нелинейности усилителей мощности в многоканальной системе. Показано, как должны изменяться размерность и структура матрицы диаграммообразования для подавления интермодуляционных лучей. Представлены результаты численного моделирования разработанных структур и моделей цифровых корректоров для многоканальной системы с 64 усилителями мощности и двумя пользователями, подтверждающие эффективность предложенных подходов.*

Ключевые слова: *многоканальная система, цифровые предыскажения, внеполосные излучения, интермодуляционные лучи.*

Construction principles and functioning algorithms of radio communication devices

Digital predistortion method in the frequency domain for linearization multichannel transmission path

L.I. Averina[1], V.D. Shutov[2], E.V. Averina[3], V.A. Zolotuchin[4]
[1–4]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
✉L.I. Averina, averina@phys.vsu.ru

Abstract. *A modification of the digital predistortion method in the frequency domain for a multichannel transmission system is proposed, which can significantly reduce the computational complexity of the implementation without loss of linearization efficiency. Structures of DPD block in the frequency domain are proposed, which make it possible to further reduce the level of spatial intermodulation beams formed due to the nonlinearity of power amplifiers in a multichannel system. It is shown how the dimension and structure of the beamforming matrix should be changed to suppress intermodulation beams. The results of numerical simulation of the developed structures and models of DPD block for a multichannel system with 64 power amplifiers and two users are presented, confirming the effectiveness of the proposed approaches.*

Keywords: *multichannel system, digital predistortion, intermodulation distortion.*

В настоящее время в современных системах связи, особенно СВЧ диапазона, в качестве излучающих элементов все чаще используются фазированные антенные решетки. Тип фазирования в таких системах может быть различным: аналоговым, цифровым, гибридным. Основным устройством аналогового тракта, вносящим нелинейные искажения в передаваемый сигнал, является усилитель мощности (УМ). Причем в системах на основе антенных решеток усилитель мощности будет расположен в каждом передающем канале.

© Аверина Л.И., Шутов В.Д., Аверина Е.В., Золотухин В.А., 2024

Наиболее эффективным методом борьбы с нелинейными искажениями сигнала в передающем тракте является метод цифровых предыскажений, который широко используется для различных одноканальных систем [1–3]. Данный метод помогает достигать высокой линейности предаваемого сигнала, уменьшая одновременно его внутриполосные искажения и уровень внеполосных излучений.

В СВЧ диапазоне, особенно миллиметровых волн, требования по внеполосным излучениям сигнала существенно снижены. К тому же его можно достигать за счет применения выходных высокодобротных фильтрующих цепей в передающем тракте. Поэтому определяющим требованием становится уменьшение нелинейных искажений в основной полосе сигнала. Исходя из данных рассуждений, можно сказать, что эффективным подходом видится построение цифровой корректирующей системы с изменяемой полосой (как полосой обзора нелинейных искажений передающего тракта, так и с изменяемой полосой вносимых предыскажений сигнала). Такой подход позволяет адаптировать эффективность/сложность системы цифровой коррекции в соответствии с применяемым сигналом, а уменьшение коэффициента передискретизации (ширины полосы обзора и предыскажений сигнала) существенно снижает вычислительные затраты на реализацию метода. Построение подобного корректора удобнее и проще осуществлять в частотной области, особенно для систем с частотным мультиплексированием [4, 5].

В работе рассматривается передающая многопользовательская система на основе антенной решетки – тип диаграммообразования системы не важен, так как между ними существует взаимосвязь с математической точки зрения. Построение цифрового корректора для такой системы возможно несколькими способами [6, 7], но наиболее эффективным, по нашему мнению, является подход, изложенный в работе [8]. Он предлагает проводить линеаризацию виртуального сигнала «наблюдаемого пользователем», то есть проводить линеаризацию потоков информации, передаваемых пользователям. Для систем *massive MIMO* с частотным мультиплексированием (OFDM), в которых число пользователей значительно меньше числа усилителей мощности (рис. 1), применение данного метода позволяет значительно снизить вычислительную сложность цифрового корректора по сравнению с ранее предложенными подходами. К преимуществам метода стоит отнести малое количество коэффициентов цифрового корректора, возможность идентификации по выходу одного усилителя мощности, дополнительный блок компенсации в обратной ветви передающего тракта. Недостатком метода является то, что он не позволяет компенсировать возникающие в диаграмме направленности системы из-за нелинейностей усилителей мощности интермодуляционные лучи [9]. Также метод реализован во временной области и лишен изложенных выше преимуществ частотного подхода.

В работе предлагается архитектура корректора в частотной области, направленного на линеаризацию «наблюдаемого пользователем» сигнала. Также предложены подходы к построению многоканальных систем с цифровой коррекцией, позволяющие уменьшить уровень интермодуляционных лучей излучаемого группового сигнала.

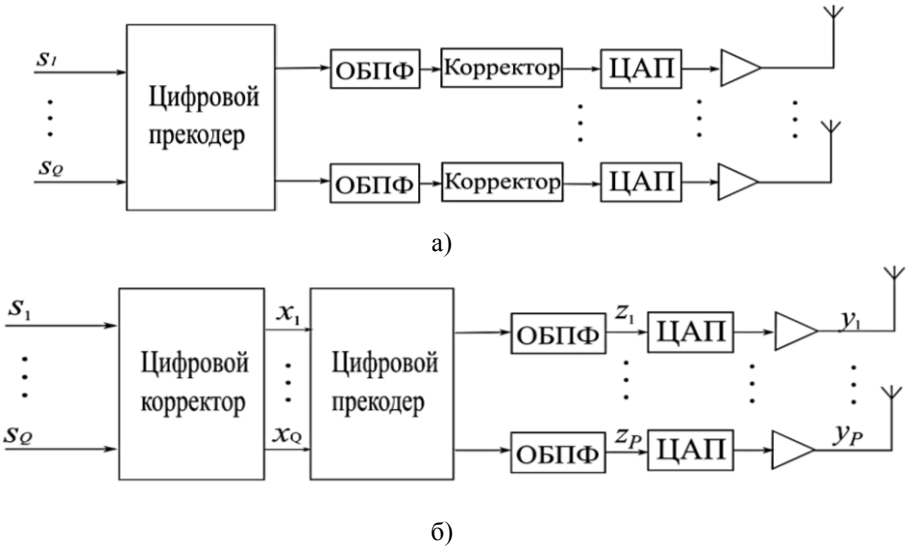


Рис. 1. Многоканальная система с цифровыми предыскажениями:
корректор для каждого УМ (а), корректор для каждого пользователя (б)

Модель рассматриваемой системы

Рассмотрим многоканальную систему *massive MIMO*, изображенную на рис. 1б. В ней фазирование сигнала на требуемое направление осуществляется блоком цифрового прекодера согласно выражению

$$\mathbf{Z} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X} = \left[\sum_{i=1}^{Q} \omega_{1i} x_i \quad \sum_{i=1}^{Q} \omega_{2i} x_i \quad \dots \quad \sum_{i=1}^{Q} \omega_{Pi} x_i \right]^T,$$

где x_i – сигналы на входе прекодера, Q – число пользователей, P – число усилителей мощности, $\mathbf{Z}$ – вектор-столбец сигналов на выходе прекодера, $\mathbf{F}$ – матрица диаграммообразования (прекодера), которую можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \omega_{11} & \omega_{12} & \cdots & \omega_{1Q} \\ \omega_{21} & \omega_{22} & \cdots & \omega_{2Q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \omega_{P1} & \omega_{P2} & \cdots & \omega_{PQ} \end{bmatrix}_{P \times Q},$$

$\omega_{pq} = e^{-j\beta_{pq}}$ – фазирующий коэффициент для q-го пользователя и p-го УМ, а $\beta_{pq} = \beta(\varphi_q)$ зависит от направления на абонента. Стоит отметить, что при представлении прекодера учтены лишь фазовые коэффициенты. При этом считается, что разделение прекодера на амплитудную и фазовую составляющую возможно, а амплитудное выравнивание канала передачи данных проведено до блока цифровых предыскажений и не влияет на параметры цифрового корректора.

Если в качестве нелинейной модели усилителя мощности принять полиномиальную модель с памятью, то на выходе p-го УМ будем иметь сигнал следующего вида (здесь и далее $s(l)$ будет обозначать отсчет сигнала в частотной области, а $s(n)$ – во временной):

$$y_p(n) = \sum_{m=0}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k,\text{неч.}}}^{K} c_{p,km} \left(\sum_{i=1}^{Q} \omega_{pi} x_i(n-m) \right) \times \times \left| \sum_{i=1}^{Q} \omega_{pi} x_i(n-m) \right|^{k-1}, \quad (1)$$

где $c_{p,km}$ – коэффициенты модели, M – глубина памяти, K – порядок нелинейности модели.

Модель цифрового корректора для линеаризации основных лучей

В работе [8] на основе представления выходного сигнала (1) предлагается модель корректора в виде

$$x_q(n) = \sum_{m=0}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k,\text{неч.}}}^{K} \eta_{km} \left(\sum_{p=1}^{P} \alpha_{qp} \left(\sum_{i=1}^{Q} \omega_{ip} s_i(n-m) \right) \times \left| \sum_{i=1}^{Q} \omega_{ip} s_i(n-m) \right|^{k-1} \right),$$

где η_{km} – параметры корректора во временной области, s_i – сигналы на входе корректора, α_{qp} – элементы матрицы $(\mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}$, $\mathbf{F}^H$ – эрмитово-сопряженная матрица.

Переходя в частотную область, будем иметь следующее выражение для частотных отсчетов:

$$x_q(l) = \sum_{m=0}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k,\text{неч.}}}^{K} \gamma_{km} \left(\sum_{p=1}^{P} \alpha_{qp} e^{-j2\pi ml/L} \left(\sum_{i=1}^{Q} \omega_{ip} s_i(l) * G_{pk}(l) \right) \right), \quad (2)$$

где $*$ – операция линейной свертки, L – размерность преобразования Фурье, l – номер частотной составляющей (номер частотной поднесущей в случае OFDM сигнала), γ_{km} – параметры корректора в частотной области, G_{pk} – мгновенная базисная функция на частотной поднесущей l корректора, определяемая согласно выражению

$$G_{pk}(l) = \begin{cases} 1, & k = 1 \\ DFFT\left(\left| \sum_{i=1}^{Q} \omega_{ip} s_i(n-m) \right|^{k-1} \right), & k > 1 \end{cases}. \quad (3)$$

Стоит отметить несколько моментов выражения (3). Во-первых, задержка отсчетов во временном представлении корректора соответствует фазовому вращению частотной поднесущей на величину $e^{-j2\pi ml/L}$. Во-вторых, для вычисления линейной свертки суммы $\sum_{i=1}^{Q}\omega_{ip}s_i(l)$ с базисными функциями $G_{pk}(l)$ можно использовать алгоритм быстрой свертки на основе быстрого преобразования Фурье:

$$\left(\sum_{i=1}^{Q}\omega_{ip}s_i(l)*G_{pk}(l)\right)=$$

$$=\sum_{i=1}^{Q}IFFT(DFFT(\omega_{ip}s_i(l))DFFT(G_{pk}(l))),$$

где вычисление прямого преобразования Фурье можно проводить на размерности, превышающей количество первоначальных поднесущих, а после выполнения обратного преобразования накладывать спектр-маску, изменяя полосу вносимых предыскажений и оставляя лишь необходимые частотные составляющие. В-третьих, для нахождения коэффициентов корректора можно использовать данные на входе и выходе лишь одного усилителя (при условии идентичности характеристик всех усилителей), они будут идентичными для различных пользователей. В случае различной средней мощности входного воздействия на разных УМ необходимо для идентификации модели корректора выбирать данные с выхода усилителя с наибольшей средней мощностью.

Без потери общности будем рассматривать систему с двумя пользователями, направление на которых обозначим φ_1 и φ_2, тогда выражение (2) и (3) примут вид

$$x_{1,2}(l)=\sum_{m=0}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k,\text{неч.}}}^{K}\gamma_{km}e^{-j2\pi ml/L}\left(\sum_{p=1}^{P}\alpha_{qp}\left(\omega_{1p}s_1(l)+\omega_{2p}s_2(l)\right)*G_{pk}(l)\right), \quad (4)$$

$$G_{pk}(l)=\begin{cases}1, & k=1\\ DFFT\left(\left|\left(\omega_{1p}s_1(l)+\omega_{2p}s_2(l)\right)\left(\omega_{1p}s_1(l)+\omega_{2p}s_2(l)\right)^*\right|^{k-1/2}\right), & k>1\end{cases}. \quad (5)$$

Модель цифрового корректора с подавлением интермодуляционных лучей

В работе [10] показано, что рассмотренная выше модель корректора, линеаризующая сигнал в направлении пользователей, сможет компенсировать интермодуляционные лучи только при определенных углах фазирования абонентов. Поэтому для уменьшения интермодуляционных лучей для любых углов фазирования было предложено расширить количество выходов блока предыскажений с 2 до 4, добавив лучи, фазированные на интермодуляционные пространственные составляющие. Обозначим их через $2\beta(\varphi_1)-\beta(\varphi_2)$ и $2\beta(\varphi_2)-\beta(\varphi_1)$. Аналогично, размерность матрицы $\boldsymbol{F}$ увеличится с $P\times 2$ до $P\times 4$, а добавленные строки будут содержать фазирующие коэффициенты на направления интермодуляционных лучей:

$$\mathbf{F}=\begin{bmatrix}\omega_{11}(\beta(\varphi_1)) & \omega_{12}(\beta(\varphi_2)) & \omega_{13}(2\beta(\varphi_1)-\beta(\varphi_2)) & \omega_{14}(2\beta(\varphi_2)-\beta(\varphi_1))\\ \omega_{21}(\beta(\varphi_1)) & \omega_{22}(\beta(\varphi_2)) & \omega_{23}(2\beta(\varphi_1)-\beta(\varphi_2)) & \omega_{24}(2\beta(\varphi_2)-\beta(\varphi_1))\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ \omega_{P1}(\beta(\varphi_1)) & \omega_{P2}(\beta(\varphi_2)) & \omega_{P3}(2\beta(\varphi_1)-\beta(\varphi_2)) & \omega_{P4}(2\beta(\varphi_2)-\beta(\varphi_1))\end{bmatrix}_{P\times 4}. \quad (6)$$

Добавленные лучи должны компенсировать интермодуляционные комбинации от информационных потоков, поэтому предлагается во вновь вводимых лучах учитывать лишь интермодуляционные составляющие, не включая линейный член. Тогда выражение для вводимых дополнительных каналов цифрового корректора примет вид

$$x_{3,4}(l)=\sum_{m=0}^{M}\sum_{\substack{k=3\\ k,\text{неч.}}}^{K}\gamma_{km}e^{-j2\pi ml/L}\left(\sum_{p=1}^{P}\alpha_{qp}(\omega_{1p}s_1(l)+\omega_{2p}s_2(l))*G_{pk}(l)\right). \quad (7)$$

Аналогично можно уменьшать и интермодуляционные лучи более высоких порядков, расширяя матрицу $\boldsymbol{F}$ и количество выходов корректора. Например, для системы с двумя пользователями при учете интермодуляционных лучей 5-го порядка необходимо расширить матрицу до размера $P\times 6$, внеся в матрицу (6) фазирующие коэффициенты для направлений $3\beta(\varphi_1)-2\beta(\varphi_2)$ и $3\beta(\varphi_2)-2\beta(\varphi_1)$. При увеличении числа пользователей число учитываемых интермодуляционных лучей возрастает.

Для краткости будем называть корректоры без дополнительно введенных лучей корректором 2×2, с двумя дополнительно введенными лучами – корректором 2×4, с четырьмя дополнительно введенными лучами – корректором 2×6.

Результаты численного моделирования многоканальной системы с цифровыми предыскажениями

Для проверки эффективности предлагаемого корректора была смоделирована многоканальная система с числом пользователей $Q=2$, числом передающих трактов $P=64$. В качестве нелинейной модели усилителя мощности была использована полиномиальная модель с памятью (соотношение (3) с параметрами $M=3$, $P=5$). В качестве антенной системы была выбрана линейная антенная решетка, для которой элементы матрицы диаграммообразования имеют следующий вид:

$$\beta_{pq}=\pi p\cdot\cos(\varphi_q),$$

в нашем случае $\varphi_1=30^0$, $\varphi_2=150^0$.

Результаты моделирования систем с корректором для каждого УМ и с предлагаемым корректором 2×2 приведены в таблице и на рис. 2 (кривая 1 – передаваемый сигнал, кривая 2 – принимаемый сигнал без корректора, кривая 3 – принимаемый сигнал с корректором на каждый УМ, кривая 4 – принимаемый сигнал с корректором 2×2). Корректор 2×2 реализован согласно соотношениям (4), (5) (параметры M, P модели корректора были идентичны параметрам нелинейной модели УМ). Видно, что оба подхода дают близкие результаты как по уровню внеполосного излучения (ACPR), так и по величине среднеквадратической ошибки (EVM). Количество коэффициентов цифрового корректора во втором случае значительно ниже.

Таблица

Сравнение эффективности систем с корректорами для каждого УМ и с корректором 2×2

	ACPR, дБ		EVM, %	Количество коэффициентов корректора
	Левый соседний канал	Правый соседний канал		
Система без предыскажений	–33.1	–31.9	17.6	
Система с корректором для каждого УМ	–48.5	–53.6	0.3	576
Система с корректором 2×2	–49.1	–52.9	0.3	18

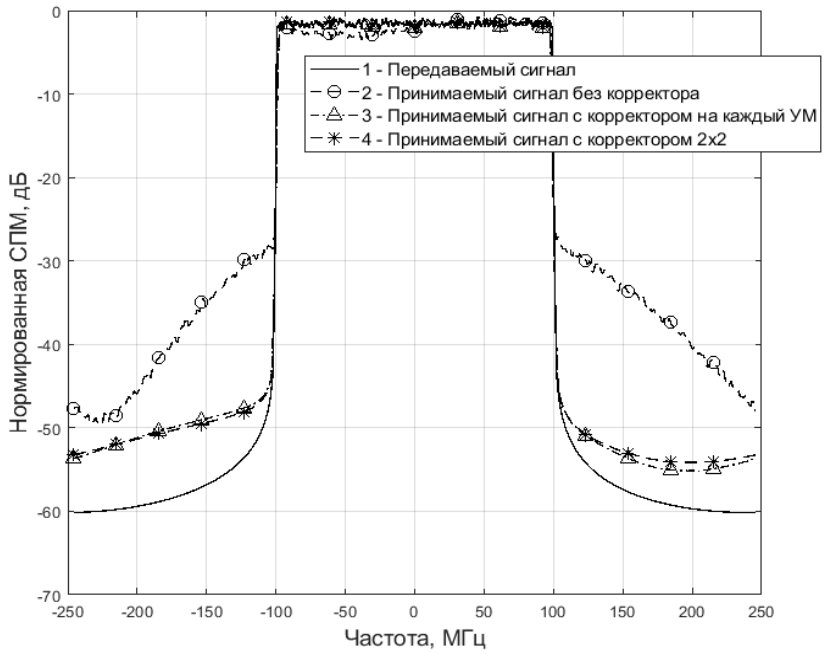


Рис. 2. Спектральные мощности сигналов систем с корректорами для каждого УМ и с корректором 2 × 2

При этом в системе с предлагаемым корректором 2 × 2 возникают интермодуляционные лучи, что наглядно видно при рассмотрении зависимости нормированной ошибки излучения из-за нелинейности усилителя мощности от азимута, представленной на рис. 3 (кривая 1 – для системы без корректора, кривая 2 – для системы с корректором). Видно, что в направлении пользователей ошибка значительно снизилась в системе с корректором, при этом в направлениях интермодуляционных лучей осталась прежней.

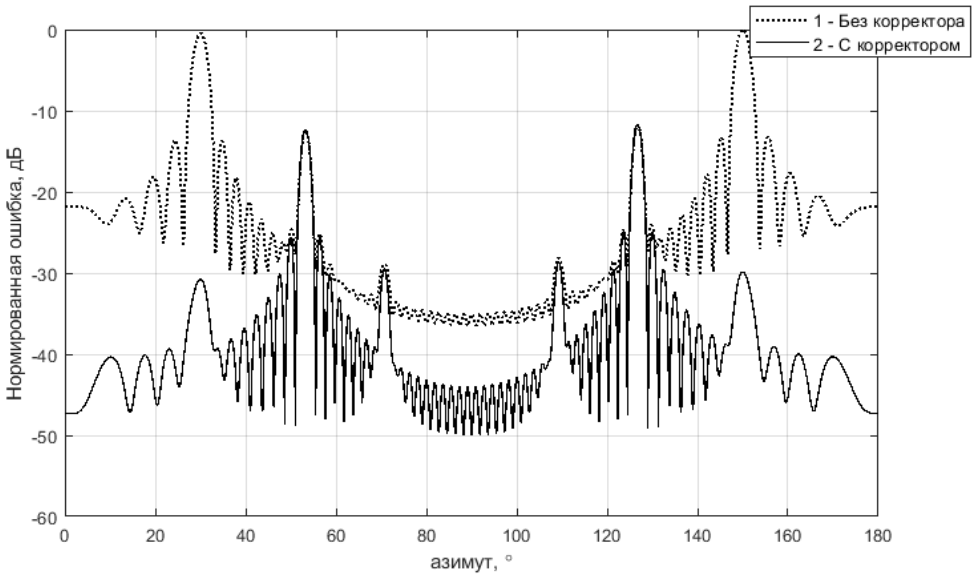


Рис. 3. Зависимость нормированной ошибки от азимута для системы с корректором 2 × 2

Для проверки подавления интермодуляционных лучей с помощью предложенных структур цифровых корректоров были смоделированы системы согласно соотношениям (6), (7). Полученные результаты представлены на рис. 4 и на рис. 5 для корректора 2 × 4 и 2 × 6 соответственно.

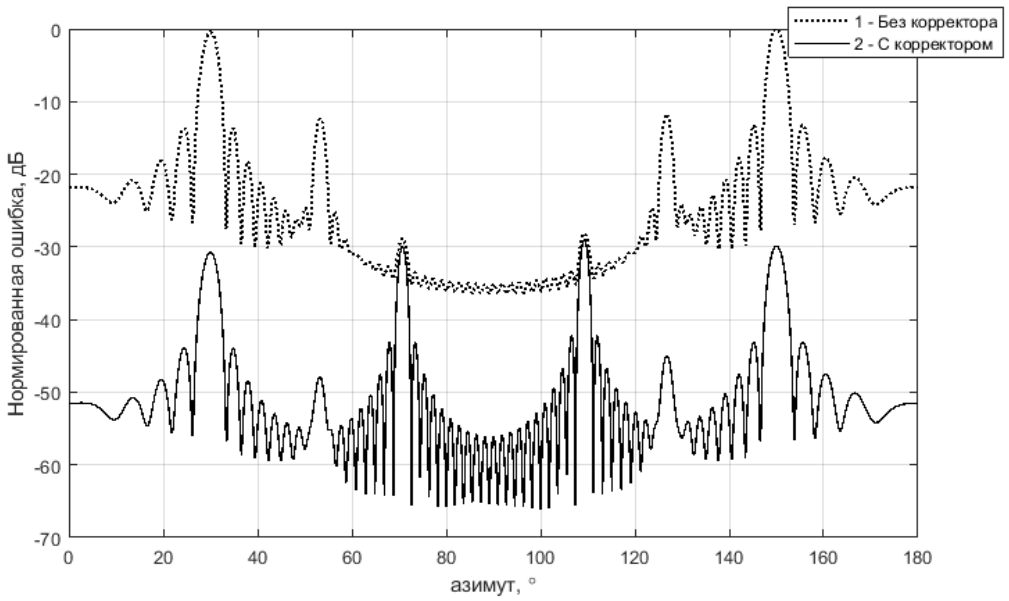


Рис. 4. Зависимость нормированной ошибки от азимута для системы с корректором 2 × 4

Из графиков видно, что введение дополнительных составляющих в структуру корректора уменьшает соответствующие интермодуляционные лучи, что говорит об эффективности предложенного метода.

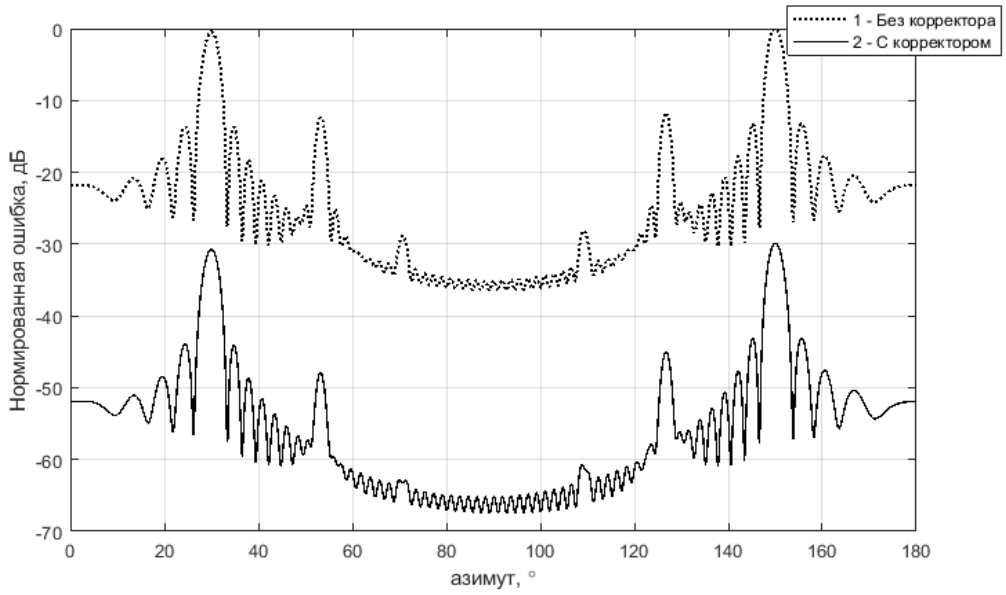


Рис. 5. Зависимость нормированной ошибки от азимута для системы с корректором 2 × 6

Также при моделировании контролировались спектры сигналов на выходах отдельных УМ. Результаты представлены на рис. 6. Здесь показаны усредненные спектры на входе УМ (кривая 1), на выходе УМ без корректора (кривая 2), на выходе УМ с корректором 2 × 2 и на выходе УМ с корректором 2 × 6.

Стоит отметить, что искажения, сосредоточенные в интермодуляционных лучах, значительно искажают сигнал (кривая 3) на выходе отдельного УМ и снижаются при учете интермодуляционных лучей (кривая 4).

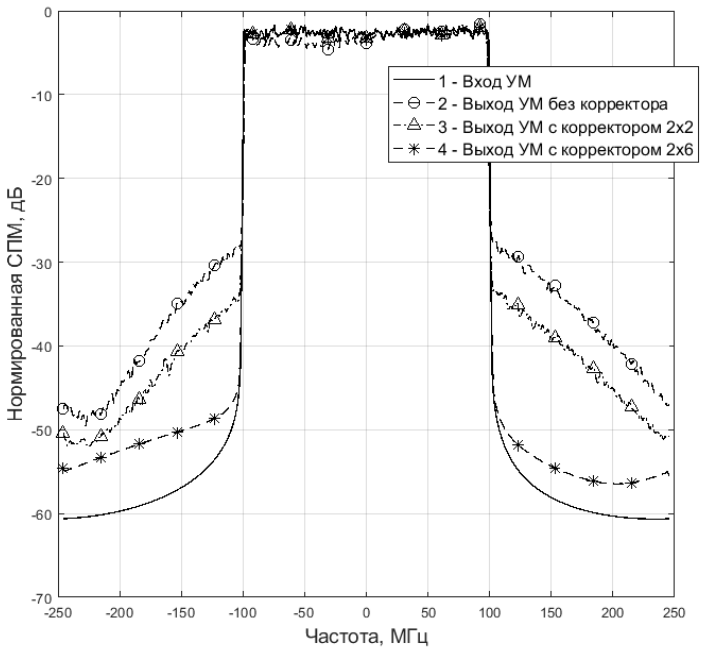


Рис. 6. Спектральные мощности сигналов на выходе отдельного УМ

Заключение

Предложенная модификация метода цифровых предыскажений в частотной области для многоканальной передающей системы, линеаризующая систему в направлении пользователей, позволяет значительно уменьшить вычислительную сложность реализации без потери эффективности линеаризации. Предложенные структуры цифровых корректоров в частотной области позволяют дополнительно снизить уровень пространственных интермодуляционных лучей, образованных из-за нелинейности усилителей мощности в многоканальной системе. Показано, как должны изменяться размерность и структура матрицы диаграммообразования (прекодера) для подавления интермодуляционных лучей. Представленные результаты численного моделирования разработанных структур и моделей цифровых корректоров для многоканальной системы с 64 усилителями мощности и двумя пользователями подтверждают эффективность предложенных подходов.

Список источников

1. *Аверина Л.И., Бобрешов А.М., Шутов В.Д.* Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предыскажений // Нелинейный мир. 2013. № 10. С. 720–727.

2. *Аверина Л.И., Лавлинский С.С.* Двухблочная модель цифрового корректора для линеаризации аналогового радиотракта // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62, № 7. С. 687–692.

3. *Аверина Л.И., Бугров О.В.* Адаптивный цифровой корректор для системы двухполосной передачи данных в присутствии квадратурных искажений // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2020. Т. 63, № 3. С. 154–164.

4. *Brihuega A., Anttila L., Valkama M.* Frequency-Domain Digital Predistortion for OFDM // IEEE Microwave and Wireless components letters. 2021. Vol. 31, No. 6. Pp. 816–818.

5. *Аверина Л.И., Золотухин В.А., Шутов В.Д.* Адаптивная цифровая коррекция сигнала в частотной области для линеаризации аналогового радиотракта // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.). Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. Т. 1. С. 54–60.

6. *Liu X., Chen W., Chu J., Ghannouchi F.M., Feng Z.* Multi-stream spatial digital predistortion for fully-connected hybrid beamforming massive MIMO transmitters // IEEE Trans. Circuits Syst. I: Reg. Papers. 2021. Vol. 68, No. 7. Pp. 2998–3011.

7. *Tervo N., Aikio J., Tuovinen T., Rahkonen T., Parssinen A.* Digital predistortion of amplitude varying phased array utilising overtheair combining // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. 2017. Pp. 1165–1168.

8. *Zhao L., Wan S., Kang K., Feng W., Qian H.* A General Digital Predistortion Linearization Scheme for Hybrid Beamforming System // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2023. Vol. 72, No. 1. Pp. 654–663.

9. *Brihuega A., Anttila L., Valkama M.* Beam-Level Frequency-Domain Digital Predistortion for OFDM Massive MIMO Transmitters // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2023. Vol. 71, No. 4. Pp. 1412–1427.

10. *Аверина Л.И., Лафицкий А.Ю., Шутов В.Д., Чаркин Д.Ю.* Проблемы линеаризации многоканального передающего тракта с гибридным диаграммообразованием // Теория и техника радиосвязи. 2024. № 2. С. 28–35.

Информация об авторах

Лариса Ивановна Аверина, д.ф.-м.н., руководитель программ
Владимир Дмитриевич Шутов, к.ф.-м.н., руководитель проекта
Екатерина Викторовна Аверина, старший конструктор
Владислав Анатольевич Золотухин, конструктор

Information about the authors

Larisa I. Averina, D.Sc. in Physics and Mathematics, program manager
Vladimir D. Shutov, Ph.D. in Physics and Mathematics, project manager
Ekaterina V. Averina, Senior Design Engineer
Vladislav A. Zolotukhin, Design Engineer

Статья поступила в редакцию 01.07.2024
Одобрена после рецензирования 08.07.2024
Принята к публикации 11.07.2024

The article was submitted 01.07.2024
Approved after reviewing 08.07.2024
Accepted for publication 11.07.2024

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 44–51. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 44–51. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Алгоритмы уменьшения пик-фактора сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием в многоканальных системах связи с гибридным диаграммообразованием

Л.И. Аверина[1], И.В. Завгородний[2], О.К. Каменцев[3], Д.Ю. Чаркин[4]
[1–4]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]i.v.zavgorodnii@sozvezdie.su, [3]o.k.kamencev@sozvezdie.su, [4]charkd@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассмотрена проблема уменьшения пик-фактора сигналов с частотным мультиплексированием в Massive MIMO системах связи с гибридным диаграммообразованием. На основе имитационного моделирования проведен сравнительный анализ алгоритмов снижения пик-фактора группового сигнала в многоканальных системах с гибридным диаграммообразованием и OFDM технологией на основе метода итеративного ограничения амплитуды с последующей фильтрацией и модифицированного метода селективного резервирования тона с точки зрения их эффективности и вычислительной сложности.*

Ключевые слова: *massive MIMO, гибридное диаграммообразование, пик-фактор, ограничение амплитуды с последующей фильтрацией, селективное резервирование тона.*

Algorithms for reducing the peak factor of signals with orthogonal frequency division multiplexing in multichannel communication systems with hybrid beamforming

L.I. Averina[1], I.V. Zavgorodny[2], O.K. Kamencev[3], D.Yu. Charkin[4]
[1–4]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]i.v.zavgorodnii@sozvezdie.su, [3]o.k.kamencev@sozvezdie.su, [4]charkd@sozvezdie.su

Abstract. *The problem of decreasing the peak factor of signals with frequency multiplexing in Massive MIMO communication systems with hybrid beamforming is considered. Based on simulation modeling, a comparative analysis of algorithms for decreasing the peak factor of a group signal in multichannel systems with hybrid beamforming and OFDM technology is carried out based on the method of iterative amplitude limitation with subsequent filtering and a modified method of selective tone reservation from the point of view of their efficiency and computational complexity.*

Keywords: *massive MIMO, hybrid beamforming, PAPR, clipping and filtering, selective tone reservation.*

Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) является популярной технологией в системах беспроводной связи благодаря своей высокой спектральной эффективности и устойчивости к многолучевым замираниям [1, 2].

Одним из основных недостатков OFDM сигналов является изначально высокий пик-фактор (PAPR), определяемый как отношение пиковой мощности сигнала к средней. Высокий пик-фактор подаваемого на усилитель сигнала может привести к его амплитудному ограничению, появлению внутриполосных искажений и внеполосного излучения, а также к перегреву или даже выходу из строя силового транзистора [3]. Либо для передачи такого сигнала требуется усилитель мощности с бóльшим динамическим диапазоном, что в свою очередь приводит к увеличению стоимости продукта.

Существует множество работ [4–10], направленных на разработку и исследование методов снижения пик-фактора OFDM сигнала, которые, в общем случае, можно разделить на две категории. Первая категория методов направлена на снижение пик-фактора сигнала путем его модификации в частотной области. К ним можно отнести такие методы, как селективное отображение (SLM), частичная последовательность передачи (PTS) и резервирование тона (TR). Данные методы не вносят искажений в информационную часть сигнала, но обычно тре-

© Аверина Л.И., Завгородний И.В., Каменцев О.К., Чаркин Д.Ю., 2024

буют высокой вычислительной сложности либо дополнительных алгоритмов восстановления исходного информационного сигнала на приемной стороне. В методах другой категории снижение пик-фактора достигается путем изменения отсчетов сигнала во временной области, например путем ограничения амплитуды с последующей фильтрацией (CF), пикового оконного режима и компандирования. Данные методы позволяют значительно снизить пик-фактор сигнала, но вносят дополнительные внутриполосные и/или внеполосные искажения.

Вышеупомянутые методы справедливы на основе фундаментального предположения, что сигнал, обработанный в цифровой области, пройдет через нелинейный усилитель мощности (УМ) без объединения с другим сигналом. Данное предположение может не выполняться для Massive MIMO систем связи с гибридным формированием луча. Поэтому целью настоящей работы является проведение сравнительного анализа алгоритмов снижения пик-фактора группового сигнала в многоканальных системах с гибридным диаграммообразованием с точки зрения эффективности и сложности реализации.

Проблема возрастания пик-фактора сигнала в системе с гибридным диаграммообразованием

В гибридных системах формирования луча множество антенных элементов подключаются к нескольким радиочастотным цепям через аналоговую сеть формирования луча. В зависимости от связи между радиочастотными цепями и антеннами гибридные системы формирования диаграммы направленности можно разделить на две категории. В архитектуре первого типа, представленной частично связанными гибридными системами формирования диаграммы направленности, каждая антенна подключается к одной радиочастотной цепи [11]. Сигнал на каждой антенне такой же, как и на соответствующем пользовательском канале. Таким образом, упомянутое выше предположение все еще остается в силе: существующие методы снижения пик-фактора хорошо применимы к этим гибридным архитектурам формирования диаграммы направленности. Во втором типе архитектуры, представленном полносвязной архитектурой, каждая антенна соединяется с несколькими радиочастотными цепями [12]. В этих архитектурах сигнал на входе УМ представляет собой комбинацию нескольких сигналов из разных каналов радиочастотных данных. Это не обязательно комбинация сигналов со всех каналов радиочастотных данных. На мощность сигнала, наблюдаемую усилителем мощности, влияет объединенный сигнал. Уменьшение пик-фактора каждого тракта радиочастотных данных мало влияет на пик-фактор сигнала на входе УМ. Кроме того, такие операции, как ограничение пикового сигнала после объединения сигналов, непрактичны, поскольку обработка аналогового сигнала является дорогостоящей и неэффективной. Учитывая специальную аппаратную конфигурацию и вычислительную сложность, остается неизвестным, можно ли и каким образом применить существующие методы ко второму типу гибридных архитектур формирования диаграммы направленности.

В настоящей работе рассматривается система со вторым типом гибридного формирования диаграммы направленности, показанная на рис. 1, которая имеет M передающих антенн и K выходов с ЦАП ($M \gg K$). В этой системе усиление мощности происходит после комбинации сигналов из сети фазовращателей, поскольку объединять несколько аналоговых сигналов большой мощности непрактично. В каждом пользовательском канале изображены только обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) и ЦАП, поскольку они тесно связаны с нашим анализом. Такие процессы, как последовательное преобразование в параллельное, вставка защитного интервала и параллельное преобразование в последовательное, опущены на рис. 1. Обозначим число поднесущих через N. Данные на каждой поднесущей имеют соответствующий цифровой прекодер, тогда как аналоговый формирователь луча после ОДПФ идентичен для всех поднесущих [13].

Пик-фактор сигнала, наблюдаемого с ЦАП на k -й радиочастотной цепи, определяется как

$$PAPR_{k,\text{ЦАП}} = \frac{\max_{0\le i\le LN-1}\left|\mathbf{x}_{k,i}\right|^2}{\mathbb{E}\left\{\left|\mathbf{x}_{k,i}\right|^2\right\}},$$

где $\mathbf{x}_{k,i}$ – OFDM символ во временной области, $k=0,1,\ldots,K-1$, $i=0,1,\ldots,LN-1$, L – коэффициент передискретизации ОДПФ, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ обозначает операцию математического ожидания. Пик-фактор выходного сигнала ЦАП в системах MIMO определяется как наибольший пик-фактор сигнала, наблюдаемый с ЦАП, который определяется выражением

$$PAPR_{max,\text{ЦАП}} = \max_{0\le k\le K-1}\left\{PAPR_{k,\text{ЦАП}}\right\}.$$

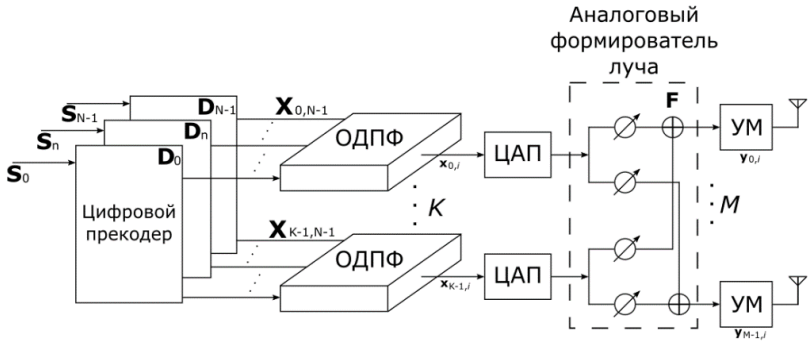


Рис. 1. Архитектура гибридного формирования диаграммы направленности

С математической моделью аналогового формирования диаграммы направленности, обозначенной как $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times K}$, символ OFDM на m-й антенне и i-м временном индексе выражается как

$$\mathbf{y}_{m,i} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{F}_{m,k} \mathbf{x}_{k,i},$$

для $m = 0,1,\ldots, M-1$. Аналогично, пик-фактор входного сигнала УМ в гибридных системах формирования диаграммы направленности MIMO определяется как наибольшее значение пик-фактора сигнала, наблюдаемого на УМ, которое определяется выражением

$$PAPR_{m,\text{УМ}} = \frac{\max_{0 \le i \le LN-1} \left|\mathbf{y}_{m,i}\right|^2}{\mathbb{E}\left\{\left|\mathbf{y}_{m,i}\right|^2\right\}},$$

$$PAPR_{max,\text{УМ}} = \max_{0 \le m \le M-1} \left\{PAPR_{m,\text{УМ}}\right\}.$$

Поскольку $\mathbf{y}_{m,i}$ вычисляется посредством взвешенного суммирования $\mathbf{x}_{k,i}$, то $PAPR_{max,\text{ЦАП}}$ отличается от $PAPR_{max,\text{УМ}}$. В гибридных системах формирования диаграммы направленности не существует однозначного соответствия между трактом радиочастотных данных и УМ. В этих гибридных архитектурах, в которых каждая антенна соединяется с несколькими радиочастотными цепями, $PAPR_{max,\text{УМ}}$ отличается от $PAPR_{max,\text{ЦАП}}$, и существующие одноканальные методы снижения пик-фактора неэффективны.

В работе рассматриваются два предложенных сравнительно недавно новых метода снижения пик-фактора: итеративное ограничение амплитуды с последующей фильтрацией (ICF – iterative clipping and filtering) и селективное резервирование тона (STR – selective tone reservation) [14, 15]. Их суть заключается в том, что сформированный компенсационный сигнал $\Delta\mathbf{x}$ добавляется к заданным во временной области символам OFDM $\mathbf{x}$. Сигнал $\mathbf{x} + \Delta\mathbf{x}$, который подается на вход ЦАП, проходит аналоговый прекодер $\mathbf{F}$. В результате получается входной сигнал УМ $\bar{\mathbf{y}}$, который определяется выражением

$$\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{F}(\mathbf{x} + \Delta\mathbf{x}) = \mathbf{y} + \mathbf{F}\Delta\mathbf{x}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{x}$ является сигналом на входе УМ без учета добавки $\Delta\mathbf{x}$.

Целью методов является минимизация евклидова расстояния между $\mathbf{y}$ и $\bar{\mathbf{y}}$, которое выражается как

$$\min_{\bar{\mathbf{y}}} \sum_{i=0}^{LN-1} \left\|\mathbf{y}_i - \bar{\mathbf{y}}_i\right\|_2^2, \qquad (2)$$

где $\mathbf{y}$ является целевым сигналом на входе УМ, который бы имел желаемое $PAPR_{max,\text{УМ}}$, $\|\cdot\|_2$ обозначает норму вектора l_2. Когда евклидово расстояние приближается к нулю, $PAPR_{max,\text{УМ}}$ для $\bar{\mathbf{y}}$ будет приближаться к желаемому значению γ дБ. Подставляя (1) в (2), имеем

$$\min_{\Delta\mathbf{x}} \sum_{i=0}^{LN-1} \left\|\Delta\mathbf{y}_i - \mathbf{F}\Delta\mathbf{x}_i\right\|_2^2, \qquad (3)$$

где $\Delta\mathbf{y} = \mathbf{y} - \mathbf{y}$. Целевая функция в (3) равна

$$f(\Delta\mathbf{x}) = \sum_{i=0}^{LN-1} \left\|\Delta\mathbf{y}_i - \mathbf{F}\Delta\mathbf{x}_i\right\|_2^2. \qquad (4)$$

При $\Delta\mathbf{y} = \mathbf{y} - \mathbf{y}$ и $\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{y} + \mathbf{F}\Delta\mathbf{x}$ $f(\Delta\mathbf{x})$ представляет собой энергию сигнала ошибки, когда $\mathbf{y}$ отличается от $\bar{\mathbf{y}}$. Метрика $f(\Delta\mathbf{x})$ оценивает

точность добавления $\Delta\mathbf{x}$ к цифровому сигналу $\mathbf{x}$ для компенсации $\Delta\mathbf{y}$. Когда $f(\Delta\mathbf{x})$ приближается к нулю, скомпенсированный сигнал $\bar{\mathbf{y}}$ приближается к $\mathbf{y}$, что в конечном итоге приводит к меньшему $PAPR_{max,\text{УМ}}$. Поскольку (3) является неограниченной выпуклой задачей, оптимальное решение можно получить, полагая производную $f(\Delta\mathbf{x})$ по $\Delta\mathbf{x}$ равной нулю. Пусть $\mathbf{J} = f(\Delta\mathbf{x}) = \mathbf{e}\mathbf{e}^*$, где $\mathbf{e} = \Delta\mathbf{y} - \mathbf{F}\Delta\mathbf{x}$ и $\mathbf{e}^* = \Delta\mathbf{y}^* - \mathbf{F}^H\Delta\mathbf{x}^*$. Тогда

$$\frac{\partial\mathbf{J}}{\partial\Delta\mathbf{x}^*} = \frac{\partial\mathbf{J}}{\partial\mathbf{e}^*}\frac{\partial\mathbf{e}^*}{\Delta\mathbf{x}^*} = -\mathbf{e}\mathbf{F}^H = -(\Delta\mathbf{y} - \mathbf{F}\Delta\mathbf{x})\mathbf{F}^H = \mathbf{0},$$

$$\mathbf{F}^H\mathbf{F}\Delta\mathbf{x} - \mathbf{F}^H\Delta\mathbf{y} = \mathbf{0}, \qquad (5)$$

где $\mathbf{0}$ обозначает нулевую матрицу. Согласно (5) оптимальное решение (3) имеет вид

$$\Delta\mathbf{x} = (\mathbf{F}^H\mathbf{F})^{-1}\mathbf{F}^H\Delta\mathbf{y}, \qquad (6)$$

где $(\cdot)^H$ и $(\cdot)^{-1}$ обозначают операции эрмитового сопряжения и инвертирования матрицы соответственно. Существуют разные способы получения целевого сигнала на входе УМ $\mathbf{y}$ из $\mathbf{y}$, который бы имел желаемое $PAPR_{max,\text{УМ}}$. Рассмотрим методы получения целевого сигнала.

Методы синтеза целевого сигнала

Одним из наиболее простых с точки зрения аппаратной реализации является метод итеративного ограничения амплитуды с последующей фильтрацией. В этом случае уровень ограничения амплитуды равен $A = \gamma\sigma$ и для сигнала $\mathbf{y}$ получаем

$$\mathbf{y}_{m,i} = \begin{cases} Ae^{j\varphi(\mathbf{y}_{m,i})}, & |\mathbf{y}_{m,i}| \geq A, \\ \mathbf{y}_{m,i}, & |\mathbf{y}_{m,i}| < A, \end{cases}$$

для $m = 0,1,\ldots, M-1$, $i = 0,1,\ldots, LN-1$. Здесь $\mathbf{y}_{m,i}$ – i-й отсчет огибающей сигнала на m-й передающей антенне, $\varphi(\mathbf{y}_{m,i})$ – его фаза, σ – среднеквадратическая мощность сигнала. Применение нелинейной операции ограничения вносит паразитные внутриполосные и внеполосные излучения. Эти искажения уменьшают, пропуская ограниченный сигнал через фильтр, тип и параметры которого выбираются на основе требований к системе.

Когда количество передающих антенн равно количеству радиочастотных цепей, т.е. $M = K$, матрица $\mathbf{F}$ имеет полный ранг и $\Delta\mathbf{y}$ может быть полностью компенсирован за одну операцию ограничения амплитуды. В системах гибридного диаграммообразования $M > K$ это приводит к тому, что $\Delta\mathbf{y}$ не может быть полностью компенсирован за одну операцию ограничения амплитуды и $PAPR_{max,\text{УМ}}$ для $\bar{\mathbf{y}}$ превышает γ дБ. Чтобы еще больше уменьшить $PAPR_{max,\text{УМ}}$, необходимо повторять описанные выше операции в течение нескольких итераций. Число итераций обозначается как r. Чем больше r, тем $f(\Delta\mathbf{x})$ становится меньше и тем более близко $PAPR_{max,\text{УМ}}$ для $\bar{\mathbf{y}}$ приближается к γ дБ [14].

Одним из менее искажающих, но вычислительно более затратных является предложенный в [15] модифицированный метод селективного резервирования тона. Его суть состоит в том, что сначала рассчитывается сигнал $\mathbf{w}$, состоящий только из пиков. Для получения пиков используется пороговая обработка вида

$$\mathbf{w}_{m,i} = \begin{cases} \mathbf{y}_{m,i}(1 - 1/|\mathbf{y}_{m,i}|), & |\mathbf{y}_{m,i}| \geq A, \\ 0, & |\mathbf{y}_{m,i}| < A, \end{cases}$$

для $m = 0,1,\ldots, M-1$, $i = 0,1,\ldots, LN-1$. Целевой сигнал определяется следующим выражением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{y} + \Delta\mathbf{y} = \mathbf{y} + \mathbf{L}\mathbf{w}, \qquad (7)$$

где $\mathbf{L} = \mathbf{S}\mathbf{S}^H$, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \ldots \mathbf{s}_{N_r}]$ – матрица выборок зарезервированных поднесущих $e^{\frac{2\pi\sqrt{-1}nk}{N_{FFT}}}$, N_r – количество зарезервированных поднесущих, $n = 1,2,\ldots, N_r$, N_{FFT} – размер ДПФ, $k = 1,2,\ldots, N_{FFT}$. Матрица $\mathbf{L}$ состоит из элементов

$$L_{ij} = \sum_{n=1}^{N_r} e^{\frac{2\pi\sqrt{-1}n}{N_{FFT}}(i-j)}. \qquad (8)$$

Подставляя (8) в (7) и производя суммирование по всем пикам, получим выражение для $\Delta\mathbf{y}$, принимающее вид

$$\Delta\mathbf{y}_{m,i} = \sum_{p=1}^{P} \mathbf{w}_{m,i}(t_p)\text{sinc}(i - t_p),$$

где P – число пиков из реализации сигнала на m-й передающей антенне, $p = 1,2,\ldots, P$, t_p –

временное положение пика, $\mathrm{sinc}(i-t_p)=$ $=\dfrac{\sin(\pi N_r(i-t_p)/N_{FFT})}{\pi N_r(i-t_p)/N_{FFT}}$ – циклически сдвинутая функция в пиковое положение t_p.

Синтезированная имитационная модель системы многоканальной связи

Для проведения численного моделирования рассмотренных выше алгоритмов уменьшения пик-фактора сигналов в системах с гибридным диаграммообразованием была разработана многопользовательская имитационная модель системы связи на основе технологии Massive MIMO и ортогонального частотного мультиплексирования. Модель включает в себя базовую станцию, вокруг которой расположены абонентские станции, число которых равно 4 и диаграммы направленности которых являются всенаправленными. Использовалась модель канала с многолучевым замиранием. Предполагается, что комплексное усиление каждого пути распространения соответствует комплексному распределению Гаусса с нулевым средним значением и единичной дисперсией. Передающие антенны представляют собой однородную плоскую решетку, а элементы антенны расположены на одинаковом расстоянии друг от друга – $\lambda/2$, где λ обозначает длину волны несущего сигнала и равна 10,7 мм. Количество поднесущих OFDM сигнала N, передающих антенн M и радиочастотных цепей K в следующих симуляциях установлено равным 256, 64 и 8 соответственно. Информационные и пилотные символы во всех экспериментах имели модуляцию QAM16. Коэффициент передискретизации ОДПФ L устанавливается равным 2. Число итераций r было установлено равным 8, доля зарезервированных поднесущих $R=N_r/N$ составляло 20% от общего числа поднесущих. В качестве фильтра использовался фильтр с характеристикой приподнятого косинуса. При оценке производительности пик-фактора учитывается дополнительная кумулятивная функция распределения (CCDF) по уровню 10^{-4}. Поскольку $PAPR_{max,\text{УМ}}$ является фактической метрикой производительности, в следующих симуляциях будем учитывать только производительность $PAPR_{max,\text{УМ}}$.

Результаты сравнительного анализа

Производительность рассматриваемых методов представлена на рис. 2. Из полученных данных видно, что при прочих равных условиях лучшую работоспособность имеет метод итеративного ограничения амплитуды с последующей фильтрацией по сравнению с методом селективного резервирования тона. Выигрыш составляет 3,51 дБ и 2,92 дБ соответственно. Для анализа выигрыша в антенном пространстве также рассчитывался пик-фактор для каждой антенны до и после алгоритмов снижения, при этом рассчитанные значения до преобразования отображались в порядке убывания, как показано на рис. 3. Желаемое значение пик-фактора γ является постоянным для каждой антенны и равняется 8 дБ. Видно, что в антеннах с изначально высоким значением пик-фактора выигрыш в снижении пик-фактора был значительней для метода итеративного ограничения амплитуды с последующей фильтрацией. А для метода селективной резервации тона характерно равномерное снижение пик-фактора для каждой антенны.

Для количественной оценки эффективности работы представленных алгоритмов помимо величины пик-фактора рассчитывался модуль вектора ошибки (EVM), который показывает деформацию сигнального созвездия в процентном соотношении и характеризует изменение сигнала во временной области. Изменение средней величины пик-фактора по всем антеннам и модуля вектора ошибки по пользователям приведено в таблице.

Таблица

Результаты моделирования

Анализируемые параметры / Метод	$PAPR_{\text{ср}}$, дБ	EVM_1, %	EVM_2, %	EVM_3, %	EVM_4, %
Без уменьшения пик-фактора	11,71	0,38	1,03	2,14	1,01
Итеративное ограничение амплитуды с последующей фильтрацией	8,20	27,68	27,99	28,45	28,01
Селективное резервирование тона	8,79	12,97	13,06	14,16	12,61

Из таблицы видно, что применение рассматриваемых методов приводит к ухудшению производительности EVM. Поэтому необходимо находить компромисс, чтобы достичь баланса между производительностью снижения $PAPR_{max,\text{УМ}}$, ухудшением EVM и сложностью вычислений.

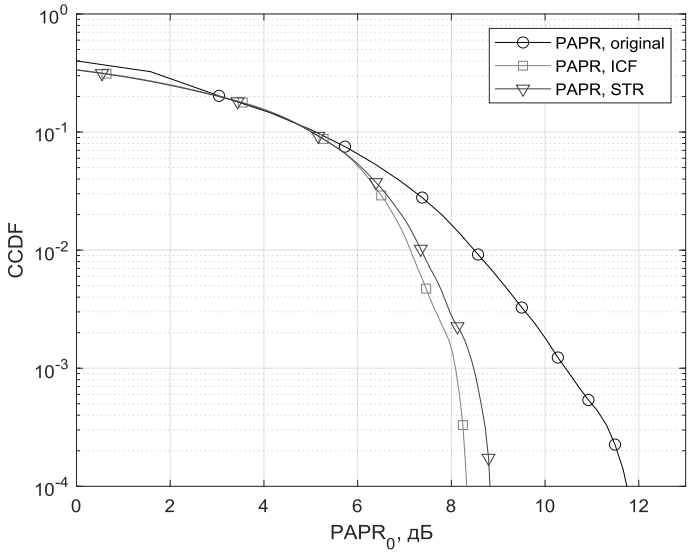


Рис. 2. Производительность рассматриваемых методов при $\gamma = 8$ дБ

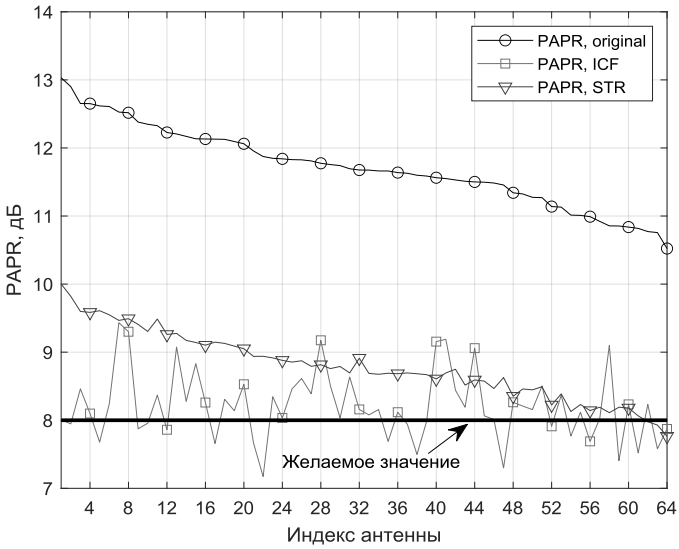


Рис. 3. Результат снижения пик-фактора на антенных элементах

Вычислительная сложность алгоритмов

Поскольку операция умножения намного сложнее операции сложения, при обсуждении вычислительной сложности рассмотрим только количество комплексных умножений. Цифровое предварительное кодирование и аналоговое формирование диаграммы направленности требуют комплексных умножений NK^2 и $LNKM$ соответственно. Операция LN-точечного ОДПФ в каждой радиочастотной цепи обычно реализуется с помощью алгоритма обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), в котором количество комплексных умножений равно $(LN/2)\log_2(LN)$. Операция вычисления обратной матрицы $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ требует K^3 комплексных умножений. Таким образом, для вычисления $\mathbf{F}^{\dagger} = (\mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H$ требуется $2MK^2 + K^3$ комплексных умножений. Аналоговое анти-

формирование луча с $\mathbf{F}^{\dagger} \in \mathbb{C}^{K \times M}$ требует *LNKM* комплексных умножений, что аналогично аналоговому формированию луча. На рис. 4 и 5 изображено требуемое количество комплексных умножений в зависимости от числа итераций для метода итеративного ограничения амплитуды с последующей фильтрацией и доли зарезервированных поднесущих для метода селективного резервирования тона при разных параметрах имитационной модели соответственно.

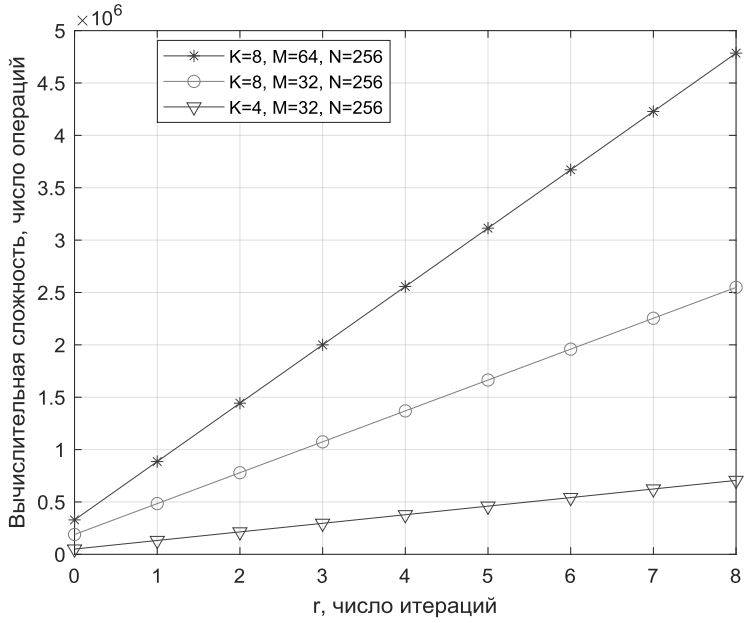


Рис. 4. Требуемое количество комплексных умножений для первого метода

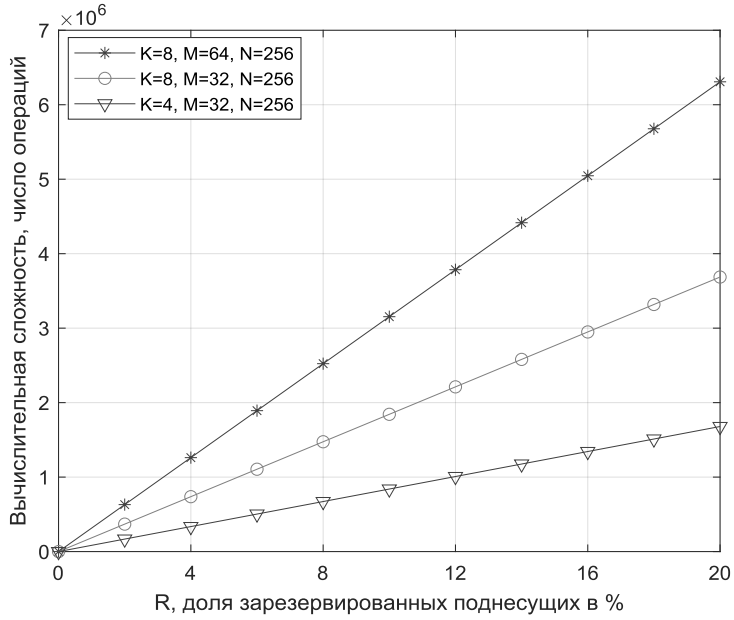


Рис. 5. Требуемое количество комплексных умножений для второго метода

Заключение

Рассмотрение проблемы уменьшения пик-фактора сигналов с частотным мультиплексированием в Massive MIMO системах связи с гибридным диаграммообразованием выявило неэффективность применения существующих одноканальных методов для таких систем и обосновало необходимость разработки новых алго-

ритмов. Проведенный на основе имитационного моделирования сравнительный анализ предложенных в литературе подходов к решению данной задачи показал, что более эффективным с точки зрения уменьшения пик-фактора группового сигнала и вычислительной сложности является метод итеративного ограничения амплитуды с последующей фильтрацией. Однако он приводит к значительным искажениям сигнала и ухудшению отношения сигнал/шум, что далеко не всегда допустимо. Модифицированный метод селективного резервирования тона значительно меньше искажает исходные сигналы, но обладает высокой вычислительной сложностью, что увеличит время обработки передаваемого сигнала. Поэтому при выборе метода снижения пик-фактора сигнала в многоканальной системе с гибридным диаграммообразованием следует руководствоваться необходимостью достижения компромисса между задаваемым значением пик-фактора сигнала, приемлемым уровнем вносимых искажений и вычислительной сложностью.

Список источников

1. *Bolcskei H., Gesbert D., Paulraj A.J.* On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems // IEEE Transactions on Communications. 2002. Vol. 50, № 2. Pp. 225–234.

2. *Zou W.Y., Wu Y.* COFDM: an overview // IEEE Transactions on Broadcasting. 1995. Vol. 41, № 1. Pp. 1–8.

3. *Jiang T., Wu Y.* An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals // IEEE Transactions on Broadcasting. 2008. Vol. 54, № 2. Pp. 257–268.

4. *Rahmatallah Y., Mohan S.* Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey And Taxonomy // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2013. Vol. 15, № 4. Pp. 1567–1592.

5. *O'Neill R., Lopes L.B.* Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals // Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Toronto, Ont., Canada: IEEE, 1995. Vol. 1. Pp. 71–75.

6. *Ochiai H., Imai H.* Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals // IEEE Transactions on Communications. 2002. Vol. 50, № 1. Pp. 89–101.

7. *Anoh K., Tanriover C., Adebisi B.* On the Optimization of Iterative Clipping and Filtering for PAPR Reduction in OFDM Systems // IEEE Access. 2017. Vol. 5. Pp. 12004–12013.

8. *Anoh K. et al.* A New Approach to Iterative Clipping and Filtering PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems // IEEE Access. 2018. Vol. 6. Pp. 17533–17544.

9. *Aburakhia S.A., Badran E.F., Mohamed D.A.E.* Linear Companding Transform for the Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals // IEEE Transactions on Broadcasting. 2009. Vol. 55, № 1. Pp. 155–160.

10. *Hu M. et al.* A Piecewise Linear Companding Transform for PAPR Reduction of OFDM Signals With Companding Distortion Mitigation // IEEE Transactions on Broadcasting. 2014. Vol. 60, № 3. Pp. 532–539.

11. *Li N. et al.* Hybrid Precoding for mmWave Massive MIMO Systems With Partially Connected Structure // IEEE Access. 2017. Vol. 5. Pp. 15142–15151.

12. *Molisch A.F. et al.* Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey // IEEE Communications Magazine. 2017. Vol. 55, № 9. Pp. 134–141.

13. *Yuan H. et al.* Low Complexity Hybrid Precoding for Multiuser Millimeter Wave Systems Over Frequency Selective Channels // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019. Vol. 68, № 1. Pp. 983–987.

14. *Wan S. et al.* A novel PAPR reduction method for hybrid beamforming transmitter // Digital Signal Processing. 2023. Vol. 136. 103974 p.

15. *Ivanov A. et al.* Trainable Least Squares to Reduce PAPR in OFDM-based Hybrid Beamforming Systems: arXiv:2404.02160. arXiv, 2024.

Информация об авторах

Лариса Ивановна Аверина, д.ф.-м.н., руководитель программ
Илья Вячеславович Завгородний, конструктор
Олег Константинович Каменцев, ведущий конструктор
Дмитрий Юрьевич Чаркин, к.т.н., директор НТЦ

Information about the authors

Larisa I. Averina, D.Sc. in Physics and Mathematics, program manager
Ilya V. Zavgorodny, Design Engineer
Oleg K. Kamencev, Leading Design Engineer
Dmitry Yu. Charkin, Ph.D. in Engineering Sciences, Director of Scientific and Technical Centre

Статья поступила в редакцию 29.07.2024
Одобрена после рецензирования 05.08.2024
Принята к публикации 09.08.2024

The article was submitted 29.07.2024
Approved after reviewing 05.08.2024
Accepted for publication 09.08.2024

Радиоэлектронные компоненты и функциональная электроника радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 52–57. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 52–57. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Широкополосная направленная антенна Уда–Яги на основе печатной технологии

Игорь Сергеевич Бобылкин[1], Евгений Алексеевич Ищенко[2], Сергей Михайлович Фёдоров[3]
[1–3]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[1]bobylkin@bk.ru, [2]kursk1998@yandex.ru, [3]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Рассматривается печатная антенна Уда-Яги с расширенным диапазоном рабочих частот. Применение предложенной конструкции позволило обеспечить высоконаправленную связь в помехозащищенных каналах передачи данных с роботизированными автономными комплексами. Для улучшения характеристик антенны и расширения диапазона рабочих частот в роли активного элемента выступал антенный элемент Bow-Tie с антиподальным исполнением. В процессе исследования была рассмотрена антенна с четырьмя и шестью директорами, при этом придельная длина антенны была ограничена длиной в 300 мм. Полученные результаты показывают высокую эффективность разработанных антенн, а также обеспечение широкого диапазона рабочих частот от 1200 до 1400 МГц. Высокий уровень коэффициента направленного действия (КНД) антенны, малый уровень боковых лепестков (УБЛ) позволяют обеспечить помехозащищенную направленную связь. Для подтверждения результатов был изготовлен макет антенны с шестью директорами. Результаты измерений подтверждают высокую точность результатов моделирования, а также широкий диапазон рабочих частот антенны. Применение печатной технологии антенны позволило упростить процесс производства, а также обеспечить высокую повторяемость конструкции. Таким образом, полученная антенна может быть эффективно использована для реализации помехозащищенного канала связи с автономными роботизированными комплексами.*

Ключевые слова: *направленная антенна, широкополосная антенна, антенна Уда-Яги, помехозащищенная связь.*

Благодарности: *работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «Молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003.*

Radioelectronic components and functional electronics of radio communication

Broadband directional Uda-Yagi antenna based on printing technology

Igor S. Bobylkin[1], Evgeny A. Ischenko[2], Sergey M. Fedorov[3]
[1–3]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]bobylkin@bk.ru, [2]kursk1998@yandex.ru, [3]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *The article considers a printed Uda-Yagi antenna with an extended range of operating frequencies. The use of the proposed design made it possible to provide highly directional communication in noise-proof data transmission channels with robotic autonomous complexes. To improve the characteristics of the antenna and expand the operating frequency range, the Bow-Tie antenna element with an antipodal design acted as the active element. In the course of the study, an antenna with four and six directors was considered, while the approximate length of the antenna was limited to a length of 300 mm. The results obtained show the high efficiency of the developed antennas, as well as the provision of a wide range of operating frequencies from 1200 to 1400 MHz. The high level of the directional coefficient (KND) of the antenna, the low level of the side lobes (UBL), which allows for noise-proof directional communication. To confirm the results, a mock-up of an antenna with six directors was made. The measurement results confirm the high accuracy of the simulation results, as well as the wide range of operating frequencies of the antenna. The use of printed antenna technology made it possible to simplify the production process, as well as to ensure high repeatability of the design. Thus, the resulting antenna can be effectively used to implement an interference-proof communication channel with autonomous robotic complexes.*

Keywords: *directional antenna, broadband antenna, Uda–Yagi antenna, noise-proof communication.*

Acknowledgements: *the work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of the state assignment «Youth laboratory» No. FZGM-2024-0003.*

Реализация высоконаправленной связи с высоким уровнем КНД является важной и актуальной задачей, особенно при реализации помехозащищенных каналов с беспилотными летательными аппаратами. Однако очень часто возникают дилемма и пограничная ситуация, когда необходимо выбрать антенну с наибольшим уровнем КНД, малыми размерами, а также с наиболее возможной шириной диапазона рабочих частот для реализации возможности частотного скачка. Наиболее распространенной и простой в реализации среди направленных антенн является антенна Уда-Яги. Типичной реализацией таких антенн является конструкция на основе проводящих отрезков, которые установлены в резонансных точках. Предельный уровень КНД таких антенн определяется числом директоров антенны, а следовательно, и ее предельной длиной. Однако в последнее время изготовление антенны Уда-Яги не огранивается простой схемой на основе проводящих отрезков трубок или проволоки – так в работе [1] авторы предлагают конструкцию несимметричной антенны Уда-Яги на основе 3D печати методом SLS (фотополимерная печать). Применение такой технологии позволяет достичь наибольшей точности изготовления и реализации наиболее точного расположения излучающих элементов. При этом для формирования проводящего рисунка (покрытия) на распечатанную аддитивным методом антенну напылялся проводящий слой. Благодаря применению такой конструкции появляется возможность реализации антенны для работы на более высоких диапазонах частот.

Помимо возможности изготовления методом фотополимерной печати антенна Уда-Яги может быть реализована на основе сформированного в диэлектрике излучающего рисунка [2]. Особенностью такой конструкции является возможность применения диэлектриков с различными уровнями проницаемости. В работе [2] авторы приводят антенну на основе стекла для реализации направленной связи на частотах выше 80 ГГц. Благодаря такой конструкции удалось реализовать высоконаправленную антенну для высоких частот, при этом сохранить малые геометрические размеры.

Помимо возможности реализации антенны на основе сквозного прошива диэлектрика особый интерес вызывает возможность реализации антенны Уда-Яги на основе печатной технологии [3–5]. Применение такой конструкции позволяет уменьшить вес антенны [3], обеспечить оптимальное согласование благодаря применению микрополосковых линий [4], а также обеспечить модификацию рисунка для улучшения излучающих характеристик, например путем реализации фрактального рисунка [5]. Однако во всех таких конструкциях сохраняется особенность антенн Уда-Яги – зависимость уровня КНД от геометрических размеров, а также узкий диапазон рабочих частот. Одним из наиболее эффективных методов расширения диапазона рабочих частот антенны является использование антиподальности [6], когда активный элемент формируется на основе рисунка, разнесенного на верхний и нижний слои. Благодаря использованию такого решения удается повысить согласование, а также обеспечить наиболее широкий диапазон частот, однако ввиду внедрения такой особенности повышается сложность изготовления из-за необходимости совмещения слоев.

Таким образом, объединив возможность реализации планарной конструкции, что уменьшает геометрические размеры, а также антиподальности, появляется возможность реализации многоантенных систем – MIMO [7] или антенных решеток [8], это позволяет дополнительно повысить помехозащищенность каналов связи и дополнительно повысить направленные свойства. На основании этого можно отметить, что применение антенн Уда-Яги на основании печатной технологии позволяет реализовать наиболее компактные и простые в изготовлении высоконаправленные антенны для помехозащищенных каналов связи с БПЛА. В настоящей работе рассматривается конструкция антенны Уда-Яги на основе планарной технологии для реализации высоконаправленной связи в широком диапазоне рабочих частот.

Характеристики планарной антенны Уда-Яги с четырьмя директорами

В процессе исследования была сформирована антенна Уда-Яги, которая должна обеспечивать высоконаправленную работу в диапазоне частот от 1200 до 1400 МГц (относительная ширина полосы 15%). Для изготовления антенны был выбран материал Fr-4 толщиной 1 мм, при этом в процессе оптимизации было получено, что для обеспечения наиболее широкого диапазона рабочих частот в роли излучателя (актив-

© Бобылкин И.С., Ищенко Е.А., Фёдоров С.М., 2024

ного элемента) оптимально использовать антенный элемент Bow-Tie, при этом рефлектор антенной системы также должен иметь вид, схожий с элементом Bow-Tie. Для реализации направленного излучения применялись четыре директора в базовой конструкции. Полная длина такой антенны составила 300 мм (1.3 λ). На рис. 1 приводится вид антенны Уда-Яги на основе планарной технологии с использованием активного элемента Bow-Tie.

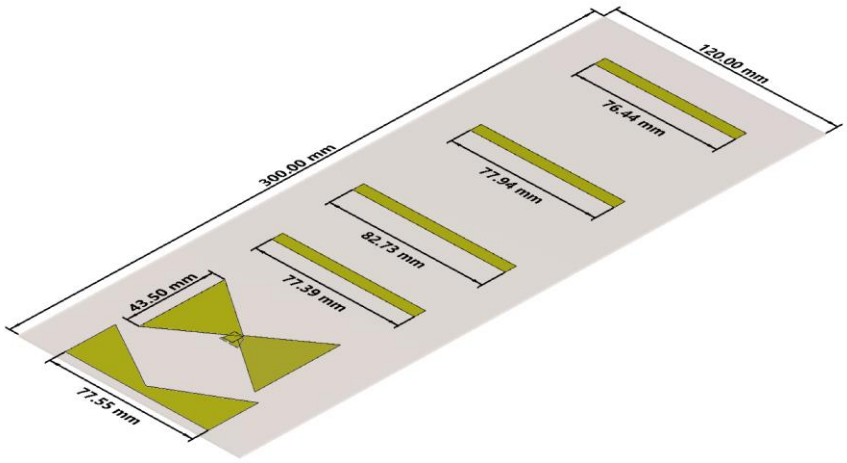
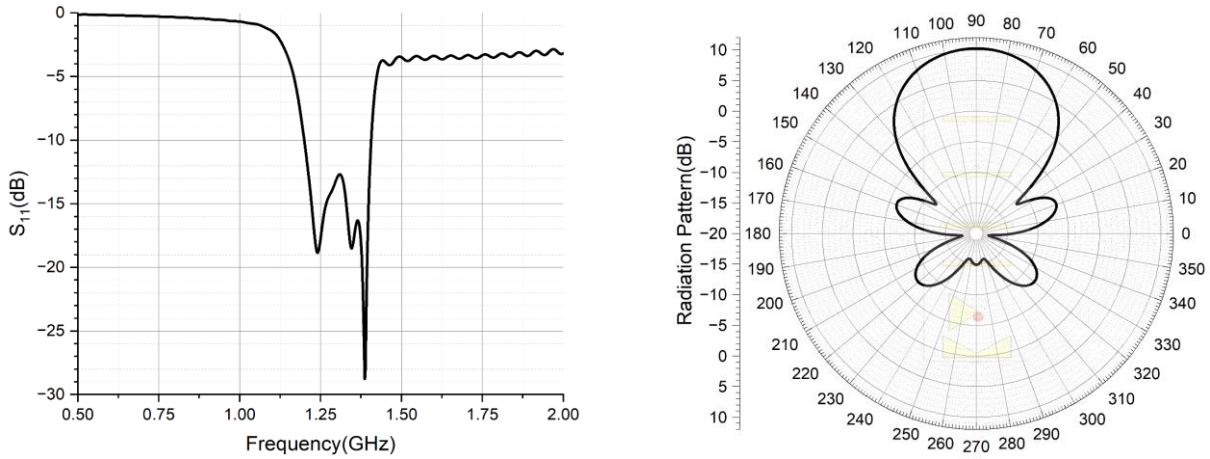


Рис. 1. Конструкция антенны Уда-Яги на основе планарной технологии с активным элементом Bow-Tie

Рассмотренная конструкция антенны дает возможность реализовать высоконаправленную связь в широком диапазоне частот. Разработанная антенна позволяет обеспечить уровень КНД более 9.8 дБ в диапазоне рабочих частот от 1200 до 1400 МГц. На рис. 2 приводится вид основных характеристик антенны – диапазон рабочих частот, а также вид диаграммы направленности на частоте 1300 МГц в горизонтальном срезе.



а) б)

Рис. 2. Характеристики антенны с четырьмя директорами:
а) график возвратных потерь; б) диаграмма направленности антенны на частоте 1300 МГц

Полученные результаты показывают, что антенна обеспечивает стабильную работу в диапазоне частот от 1200 до 1483 МГц, при этом КНД антенны составляет более 9.8 дБ, а ПЗО антенны не поднимается выше 24 дБ, что позволяет обеспечить помехозащищенный канал связи, при этом разработанная антенна имеет уровень боковых лепестков –16 дБ. КПД антенны сохраняется на уровне более 80%. Таким образом, можно отметить, что применение планарной технологии антенны позволило сформировать высокоэффективную антенну Уда-Яги, а применение активного

антенного элемента в виде Bow-Tie позволило расширить диапазон рабочих частот. Рассмотрим конструкцию аналогичной антенны с шестью директорами, что позволяет повысить уровень КНД.

Характеристики антенны Уда-Яги при использовании шести директоров

В процессе исследования особый интерес вызывала возможность реализации наиболее направленной антенны с сохранением предельной длины антенны в 300 мм. Основным требованием к новой конструкции антенны было также сохранение диапазона рабочих частот от 1200 до 1400 МГц. На рис. 3 приводится вид антенны с шестью директорами и с указанием их геометрических длин.

Полученная антенна сохранила предельную длину в 300 мм, при этом диапазон рабочих частот антенны сместился по частоте вниз и составил от 1181 до 1376 МГц, при этом уровень КНД антенны не опускается ниже 10.2 дБ во всем диапазоне рабочих частот. На рис. 4 приводятся основные характеристики антенны с шестью директорами.

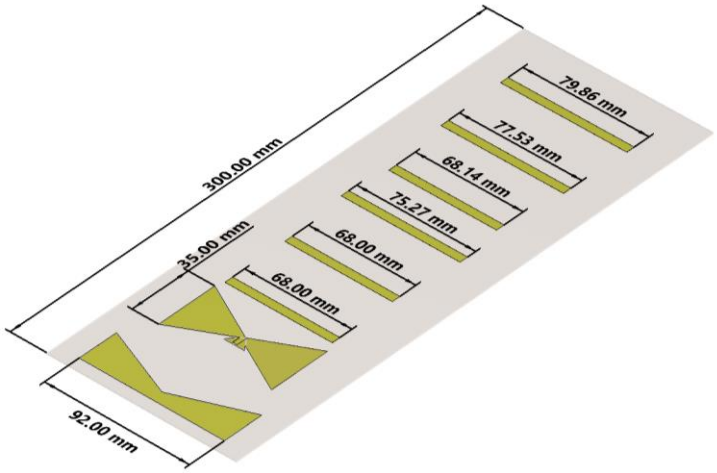
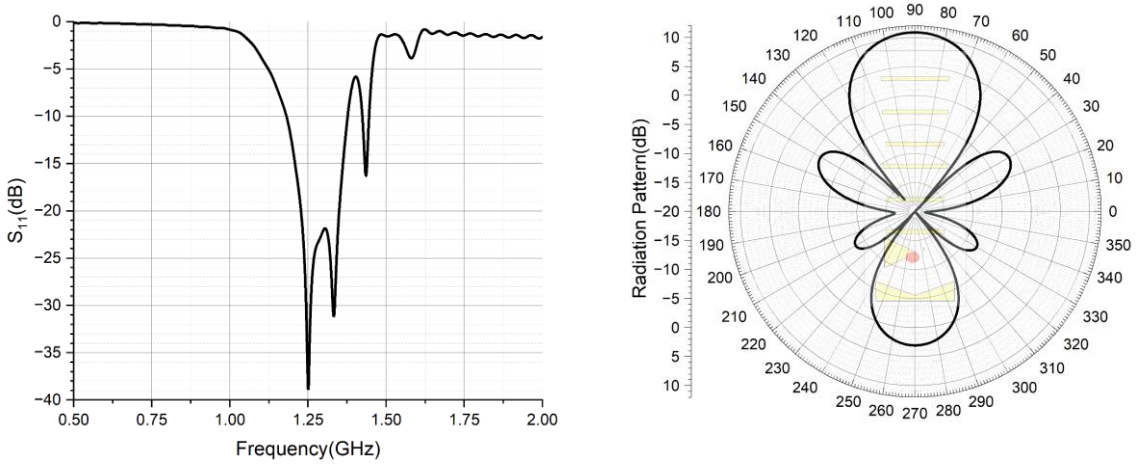


Рис. 3. Конструкция антенны Уда-Яги с шестью директорами и излучающим элементом Bow-Tie

Полученные результаты показывают, что сохранение предельной геометрической длины антенны при достижении наибольшего уровня КНД привело к росту уровня боковых лепестков, а также к снижению уровня ПЗО. В результате чего наблюдается снижение помехозащищенности канала связи, формируемой антенной, при этом увеличивается дальность связи, таким образом, в данном случае возникает компромисс при выборе оптимальной конструкции антенны. На основании разработанной антенны с шестью директорами был сформирован макет антенного устройства, для которого проводились измерения характеристик матрицы рассеяния.

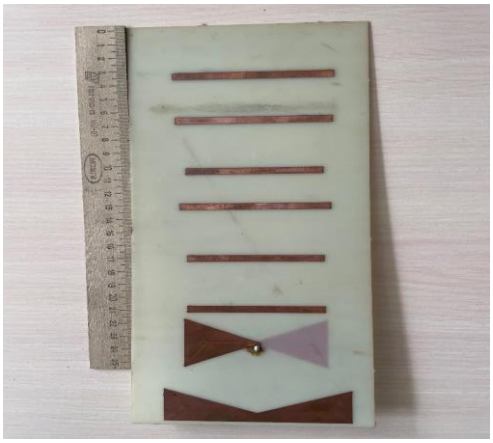


а) б)

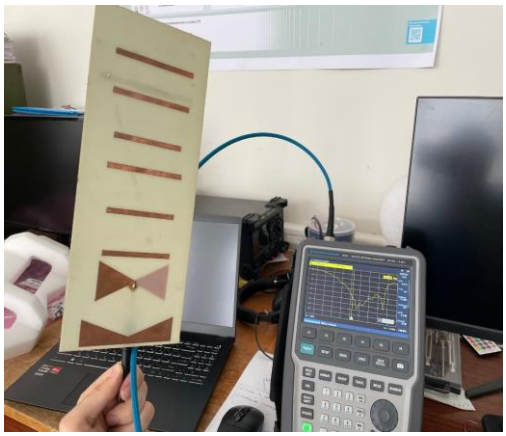
Рис. 4. Характеристики антенны с шестью директорами:
а) график возвратных потерь; б) диаграмма направленности на частоте 1300 МГц

Экспериментальные измерения макета планарной антенны Уда-Яги

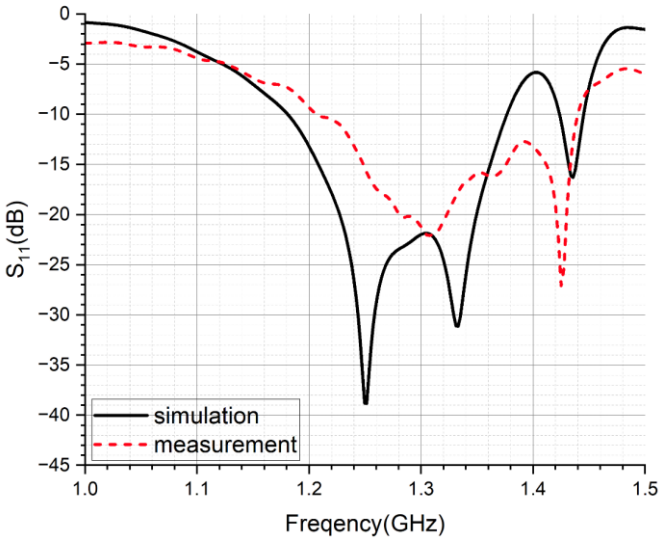
Для формирования макета антенны на основе печатной технологии была сформирована антенна Уда-Яги с шестью директорами и активным элементом Bow-Tie. Для формирования антенны был использован диэлектрик Fr-4 толщиной 1 мм и фольгированным слоем в 35 мкм. На рис. 5 представлены вид макета, процедура измерений, а также основные характеристики матрицы возвратных потерь.



а)



б)



в)

Рис. 5. Измерения макета антенны:
а) вид макета антенны; б) процесс измерения антенны; в) характеристики матрицы возвратных потерь

Полученные результаты показывают, что разработанный макет антенны обладает характеристиками, которые максимально близки к результатам моделирования. Таким образом, можно отметить, что разработанная конструкция антенны позволяет реализовать высоконаправленную связь, при этом обеспечить минимальные размеры антенны с сохранением высоких показателей помехозащищенности.

Заключение

В настоящей работе была рассмотрена конструкция высоконаправленной широкополосной антенны Уда-Яги, изготовленной по принципу планарной технологии с активным излучателем на основе элемента Bow-Tie. Проведенные исследования показали, что применение такой конструкции позволяет обеспечить широкий диапа-

зон рабочих частот, а также обеспечить высокий уровень КНД с высокими показателями помехозащищенности. В процессе исследования были рассмотрены антенны с четырьмя и шестью директорами, при этом предельная геометрическая длина антенны оставалась неизменной. На основании проведенных исследований был сформирован макет антенны с шестью директорами, после чего были измерены его характеристики, которые подтвердили высокую корреляцию результатов моделирования и измерений. Предложенная конструкция антенны может быть использована для реализации помехозащищенного дальнего канала связи с беспилотными автономными комплексами.

Список источников

1. *Jiang W., Jin Y., Wang T., Huang Y., Wang G.* 3-D printed X-band Yagi-Uda antenna // 2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). Anaheim, CA, USA. 2018. Pp. 290–292. doi: 10.1109/RWS.2018.8305013.

2. *Naqvi A.H., Park J.-H., Baek C.-W., Lim S.* Via-Monopole Based Quasi Yagi-Uda Antenna for W-Band Applications using Through Glass Silicon via (TGSV) Technology // IEEE Access. 2020. Vol. 8. Pp. 9513–9519. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2964709

3. *Vavrík F.* Testing of 3-elements printed Yagi-Uda antenna // 2017 11th International Conference on Measurement. Smolenice, Slovakia. 2017. Pp. 143–146. doi: 10.23919/MEASUREMENT.2017.7983556.

4. *Amrullah Y.S., Wijayanto Y.N., Setiawan A., Wahyu Y.* Enhancement of quasi yagi antenna design for Ka-band application // 2017 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET). Jakarta, Indonesia. 2017. Pp. 142–144. doi: 10.1109/ICRAMET.2017.8253163.

5. *Bonev B., Petkov P., Dimcheva L.* Modified Minkowski Fractal Yagi-Uda Antenna // 2020 30th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA). Bratislava, Slovakia. 2020. Pp. 1–4. doi: 10.1109/ RADIOELEKTRONIKA49387.2020.9092356.

6. *Liu S., Raad R., Theoharis P.I., Tubbal F.E.* A Printed Yagi Antenna for CubeSat with Multi-Frequency Tilt Operation // Electronics. 2020. 9(6):986. https://doi.org/10.3390/electronics9060986

7. *Khaleel H.R., Al-Rizzo H.M., Abbosh A., Abushamleh S.* Printed Yagi-Uda array for MIMO systems // 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). Orlando, FL, USA. 2013. Pp. 1802–1803. doi: 10.1109/APS.2013.6711560.

8. *Parthasarathy N., Abhari R.* A Compact 2 by 2 Printed Yagi-Uda Antenna Array with Enhanced Isolation and Gain // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. Atlanta, GA, USA. 2019. Pp. 1761–1762. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888361.

Информация об авторах

И.С. Бобылкин, к.т.н.
Е.А. Ищенко, аспирант, инженер
С.М. Фёдоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

I.S. Bobylkin, Ph.D. in Engineering Science
E.A. Ischenko, Postgraduate, Engineer
S.M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 25.07.2024
Одобрена после рецензирования 05.08.2024
Принята к публикации 09.08.2024

The article was submitted 25.07.2024
Approved after reviewing 05.08.2024
Accepted for publication 09.08.2024

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 58–63. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 58–63. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.6.001.63

Исследование электрической и магнитной составляющей ближнего поля антенны, помещенной в различные корпуса

Вадим Валерьевич Глотов[1], Алексей Ильич Зимин[2], Владимир Александрович Шатов[3]
[1–3]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[1]vadik-livny@mail.ru, [2]zlexey.03@mail.ru, [3]shatov295@mail.ru

Аннотация. *В области сверхвысокочастотной техники довольно часто используются полосковые антенны, как правило, изготавливаемые по технологии печатных плат или интегральных схем, а анализ структуры их корпуса весьма важен на этапе разработки данного устройства для оценки электромагнитной совместимости. В современном мире вопрос правильной оценки электромагнитной совместимости играет значимую роль в проектировании и разработке радиоэлектронной аппаратуры. Многие разработчики стремятся на ранних этапах провести анализ своих устройств, в том числе и на электромагнитную совместимость. В настоящей статье представлен анализ влияния различных корпусов на распространение и уровень напряженности магнитной и электрической составляющей ближнего поля применительно к полосковой антенне.*

Ключевые слова: *магнитное поле, электрическое поле, излучение, корпус, программное обеспечение.*

Study of the electric and magnetic components of the near field of an antenna, placed in various housings

Vadim V. Glotov[1], Alexey I. Zimin[2], Vladimir A. Shatov[3]
[1–3]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]vadik-livny@mail.ru, [2]zlexey.03@mail.ru, [3]shatov295@mail.ru

Abstract. *In the field of microwave technology, strip antennas are quite often used, usually manufactured using printed circuit board or integrated circuit technology, and analysis of their housing structure is very important at the development stage of a given device to assess electromagnetic compatibility. In the modern world, the issue of correct assessment of electromagnetic compatibility plays a significant role in the design and development of electronic equipment. Many developers strive to analyze their devices at an early stage, including electromagnetic compatibility. This article presents an analysis of the influence of various housings on the propagation and intensity level of the magnetic and electrical components of the near field in relation to a strip antenna.*

Keywords: *magnetic field, electric field, radiation, housing, software.*

Современные системы компьютерного анализа и моделирования устройств позволяют разработчику произвести множество сложных операций по определению характеристик и свойств разработанной модели в кратчайшие сроки и с крайне высокой точностью [1, 2].

В настоящий момент существует множество программных обеспечений (ПО), позволяющих провести все необходимые расчеты и анализы электромагнитных составляющих в ближнем и дальнем поле, однако одной из наиболее популярных и востребованных среди разработчиков радиоэлектронной аппаратуры является программа «Ansys HFSS», заслужившая популярность благодаря регулярным обновлениям и улучшениям системы вычислений.

Экспериментальное исследование

В рамках данного исследования в HFSS была построена модель полосковой антенны, возбуждаемой с помощью несимметричной полосковой линии с рабочей частотой f = 2400 МГц [3]. Схематичное устройство полосковой антенны приведено на рис. 1.

© Глотов В.В., Зимин А.И., Шатов В.А., 2024

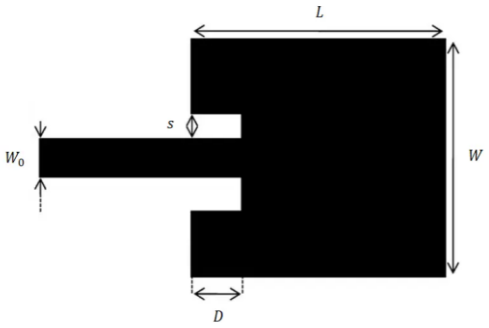


Рис. 1. Схематичное устройство полосковой антенны

Произведем расчет длины W, ширины L, а также глубины D для антенны согласно следующим формулам:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}, \quad (1)$$

$$L = \frac{c}{2 \cdot f} - 0{,}824 \cdot \frac{\left(\varepsilon_{reff} + 0{,}3\right) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0{,}264\right)}{\left(\varepsilon_{reff} - 0{,}258\right) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0{,}8\right)}, \quad (2)$$

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{w}}} \right), \quad (3)$$

$$D = \frac{L}{\pi} \cdot \arccos\left(\sqrt[4]{\frac{Z_{\text{фидера}}}{Z_{\text{антенны}}}} \right), \quad (4)$$

$$Z_{антенны} = 90 \cdot \frac{\varepsilon_r{}^2}{\varepsilon_r - 1} \cdot \left(\frac{L}{w} \right)^2, \quad (5)$$

где c – скорость света; f – рабочая частота; ε_r – диэлектрическая проницаемость диэлектрика; ε_{reff} – эффективная диэлектрическая проницаемость; $Z_{\text{фидера}}$ – импеданс фидерной линии, равен 50 Ом; $Z_{\text{антенны}}$ – входной импеданс антенны [4].

Зазор S можем определить по графику, представленному на рис. 2, как функция отношения D/L с S в качестве параметра.

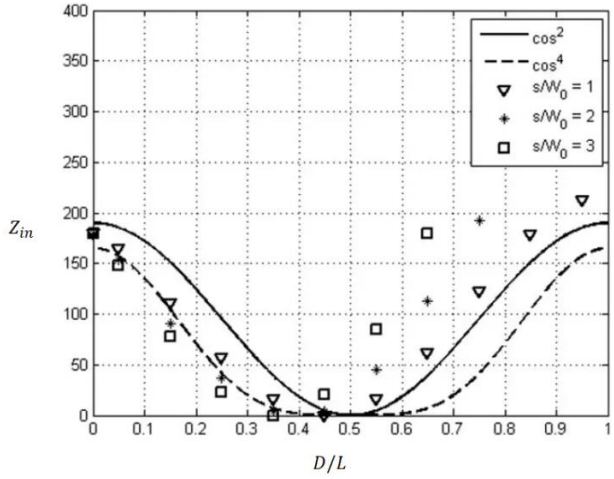


Рис. 2. Косинусоидальная зависимость входного импеданса как функция отношения D/L с S в качестве параметра

Исходя из расчетов, ширина антенны будет равна $W = 38$ мм, длина $L = 29{,}4$ мм, зазор S равен 1 мм, W_0 составляет 3 мм, а фидерная линия подведена на глубину $D = 9.5$ мм. В нашем случае антенна располагается на слое диэлектрика FR-4 толщиной $h = 1{,}6$ мм, размерами 60 × 60 мм [5]. Корпус данной модели выполнен из алюминия с щелевым отверстием сверху, размером 15 × 2 мм.

В соответствии с вышеуказанным расчетом была построена модель, представленная на рис. 3.

Произведем измерения данной антенны без корпуса. Зададим настройки анализа для частоты 2400 МГц и выведем на экран результаты анализа данной модели на электрическую и магнитную составляющую. Результаты представлены на рис. 4.

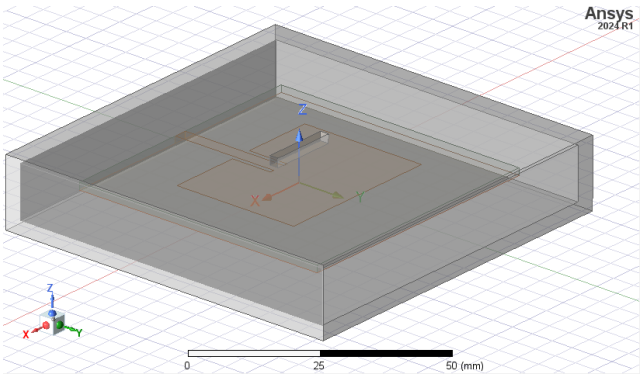
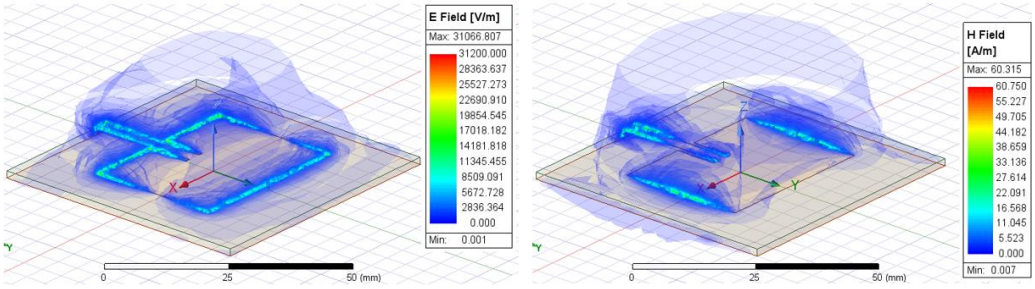


Рис. 3. Модель полосковой антенны, построенная в ПО «Ansys HFSS»



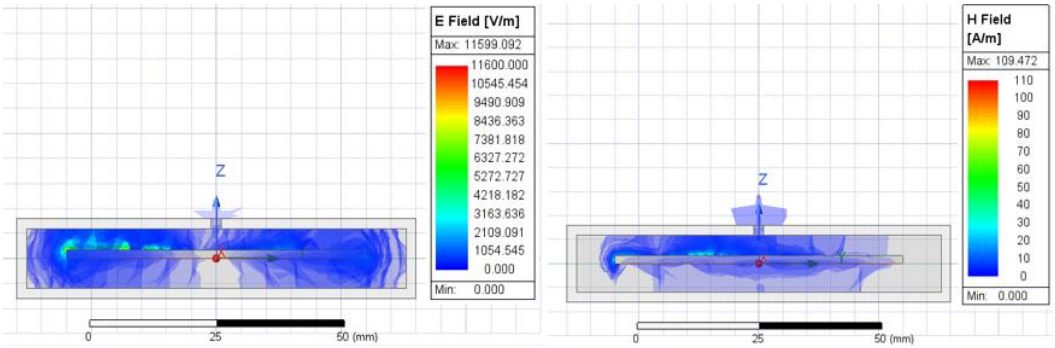
а) б)

Рис. 4. Результат анализа электромагнитных составляющих в ближнем поле антенны без корпуса:
а) электрическая составляющая в изометрической проекции;
б) магнитная составляющая в изометрической проекции

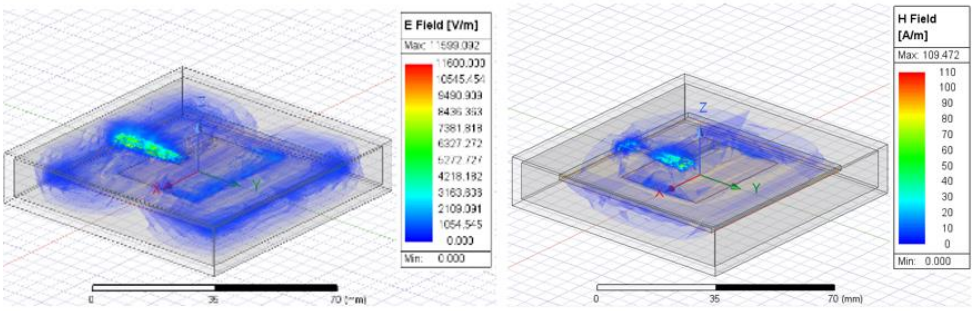
Наблюдаем, что электромагнитное поле без ограничений распространяется вокруг антенны. Максимальная напряженность электрической составляющей равна 31,2 кВ/м, а ее среднее значение около 8,5 кВ/м. Магнитная составляющая достигает максимального значения в 60 А/м, со средним значением 16 А/м.

Вернем корпус и повторим измерения с щелевым отверстием размером 15 × 2 мм в верхней стенке корпуса. Результаты измерений показаны на рис. 5.

Наблюдаем, что в данном корпусе максимальная напряженность электрической составляющей поля достигает значений 11,6 кВ/м при средних значениях около 1500 В/м, а магнитная – 110 А/м при средних значениях около 20 А/м. При этом электрическое поле распространяется вне корпуса на 6 мм, а магнитное на 10 мм.



а) б)

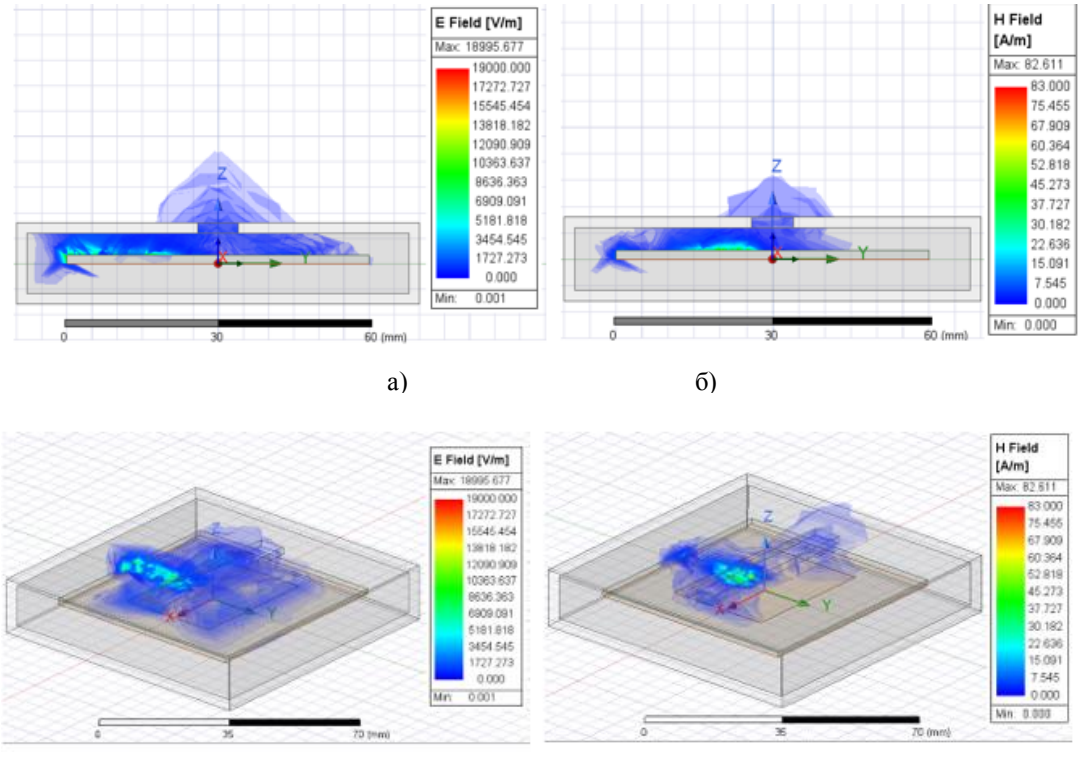


в) г)

Рис. 5. Результат анализа электромагнитных составляющих в ближнем поле при размере щели 15 × 2 мм:
а) электрическая составляющая в проекции по оси *X*;
б) магнитная составляющая в проекции по оси *X*;
в) электрическая составляющая в изометрической проекции;
г) магнитная составляющая в изометрической проекции

Увеличим размер щели до 50 × 8 мм и повторим измерения. Результаты представлены на рис. 6.

Можем заметить значительное увеличение напряженности поля, до 19 кВ/м, а средние значения составляют около 2 кВ/м. В то же время максимальное значение магнитного поля снизилось до 83 А/м, а среднее значение равняется 10 А/м. Отметим также, что кратно увеличилась дальность распространения электрической составляющей поля при увеличении щелевого отверстия.



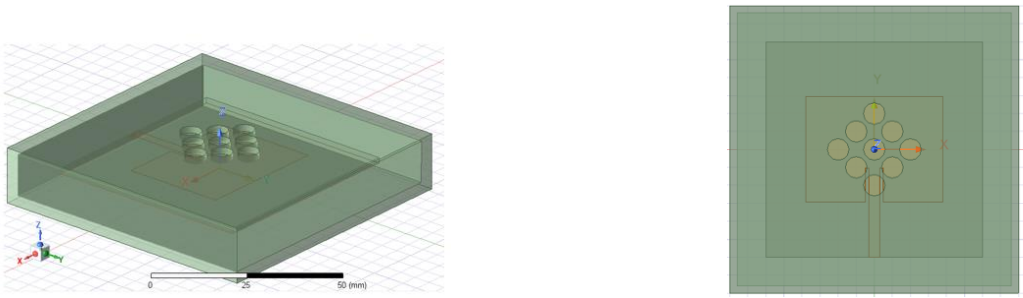
а) б)

в) г)

Рис. 6. Результат анализа электромагнитных составляющих в ближнем поле при размере щели 50 × 8 мм:
а) электрическая составляющая в проекции по оси *X*;
б) магнитная составляющая в проекции по оси *X*;
в) электрическая составляющая в изометрической проекции;
г) магнитная составляющая в изометрической проекции

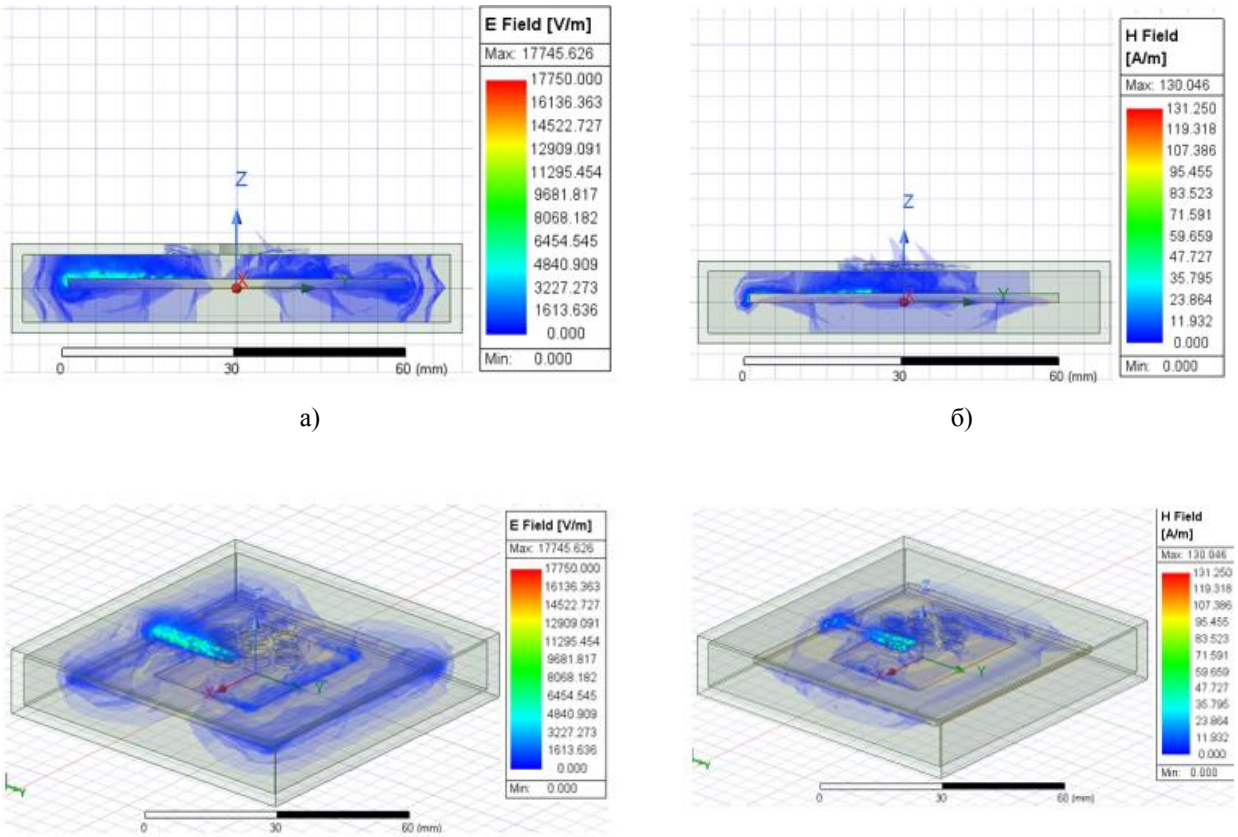
Изменим щель в корпусе на несколько круглых отверстий с радиусом 3 мм, вид новой модели продемонстрирован на рис. 7.

Как и в предыдущих опытах, проведем измерения электрической и магнитной составляющей поля для данного корпуса. Результаты показаны на рис. 8.



а) б)

Рис. 7. Вид модели с девятью круглыми отверстиями: а) вид сверху; б) в проекции изометрии



а) б)

в) г)

Рис. 8. Результат анализа электромагнитных составляющих в ближнем поле при корпусе с круглыми отверстиями:
а) электрическая составляющая в проекции по оси *X*;
б) магнитная составляющая в проекции по оси *X*;
в) электрическая составляющая в изометрической проекции;
г) магнитная составляющая в изометрической проекции

Наблюдаем, что выбросов составляющих электромагнитного поля вне корпуса практически нет, что является несомненным плюсом, так как появляется возможность создавать радиаторные отверстия в корпусе с безопасностью для других устройств.

Напряженность электрической составляющей поля в данном корпусе составляет максимум 17,75 кВ/м, в среднем 4 кВ/м, а максимум магнитной составляющей приходится на 131 А/м, среднее значение – около 25 А/м.

Сведем полученные данные в таблицу для более удобного анализа.

Таблица

Сравнение показателей электрической и магнитной составляющей

	E_{MAX}, кВ/м	E_{CP}, кВ/м	H_{MAX}, А/м	H_{CP}, А/м
Без корпуса	31,2	8,5	60	16
С щелью 50 × 8 мм	19	2	83	10
С щелью 15 × 2 мм	11,6	1,5	110	20
С отверстиями	17,75	4	131	25

Из таблицы можно увидеть, что чем больше мы ограничиваем антенну, тем больше становится напряженность магнитной составляющей, а напряженность электрической составляющей наоборот, уменьшается.

Заключение

В настоящей статье были проанализированы магнитные и электрические составляющие ближнего поля полосковой антенны в различных корпусах и без корпуса, а также влияние этих корпусов и отверстий на их верхних стенках на распространение и напряженность электромагнитного поля вокруг антенны. Также следует отметить, что для расчетов и анализа различных устройств в современном мире намного удобнее и выгоднее использовать специализированное программное обеспечение. Использование таких средств существенно экономит время разработчика, не требуя создавать данное устройство в физическом виде и позволяя провести все необходимые расчеты быстро и с высокой точностью.

Список источников

1. *Кечиев Л.Н.* Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. 616 с.

2. *Ашихмин А.В., Федоров С.М., Негробов В.В., Пастернак Ю.Г., Авдюшин А.С.* Антенна Вивальди с печатной линзой на единой диэлектрической подложке. Патент на изобретение RU 2593910 C2, 10.08.2016. Заявка № 2014128331/28 от 11.07.2014.

3. *Зеленин И.А., Рыжиков А.Г., Фёдоров С.М.* Антенная решетка на основе линзы Ротмана // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, № 11. С. 102–105.

4. *Рыжиков А.Г., Слинчук С.А., Фёдоров С.М., Чугуевский В.И.* Исследование характеристик антенной решетки на основе линзы Ротмана и антенн с эллиптическими плечами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9, № 2. С. 49–52.

5. *Ашихмин А.В., Першин П.В., Фёдоров С.М.* Пеленгование с использованием модели, в которой наблюдаемое поле является суперпозицией плоской падающей волны и рассеянных сферических волн, создаваемых блестящими точками на корпусе рассеивателя // Вестник Воронежского института МВД России. 2018. № 3. С. 70–76.

Информация об авторах

В.В. Глотов, к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем
А.И. Зимин, студент
В.А. Шатов, студент

Information about the authors

V.V. Glotov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor of Radio Electronic Devices and Systems Chair
A.I. Zimin, Student
V.A. Shatov, Student

Статья поступила в редакцию 06.08.2024
Одобрена после рецензирования 13.08.2024
Принята к публикации 16.08.2024

The article was submitted 06.08.2024
Approved after reviewing 13.08.2024
Accepted for publication 16.08.2024

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 64–71. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 64–71. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.621.69

Влияние частотной зависимости индуктивностей, емкостей и добротностей на характеристики безотражательных фильтров

Леонид Эдуардович Черноиванов[1], Александр Владимирович Гречишкин[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]leonidfya@vk.com, [2]grechishkin.av@mail.ru

Аннотация. *Рассмотрены модели безотражательных фильтров (БОФ, reflectionless) с приведенными к стандартному ряду значениями индуктивностей и емкостей. Рассмотрены модели фильтров, учитывающие зависимость значений индуктивностей, емкостей и добротностей элементов от частоты. Проведено сравнение характеристик моделей с учетом частотной зависимости и без, а также сравнение характеристик моделей с характеристиками макетов безотражательных фильтров.*

Ключевые слова: *безотражательные фильтры, АЧХ, S-параметры.*

The effect of the frequency dependence of inductances, capacitances and Q-factors on the characteristics of reflectionless filters

Leonid E. Chernoivanov[1], Alexander V. Grechishkin[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]leonidfya@vk.com, [2]grechishkin.av@mail.ru

Abstract. *Models of reflectionless filters (RLF) with inductance and capacitance values reduced to a standard range are considered. Filter models are considered, taking into account the dependence of inductances, capacitances and Q-factors values on frequency. A comparison of the models with and without frequency dependence is carried out, as well as a comparison of the characteristics of the models with the characteristics of the prototypes of reflectionless filters.*

Keywords: *reflectionless filters*, *frequency response*, *S-parameters.*

В работе [1] было показано влияние поэлементного приведения к стандартному ряду значений индуктивностей и емкостей на характеристики безотражательных фильтров [2]. Для этого было выполнено моделирование с идеальными расчетными элементами, с элементами, значения индуктивностей и емкостей которых были приведены к стандартному ряду номинальных значений, и элементами, добротность которых близка к реальной. Однако стоит отметить, что добротность конденсаторов была фиксированной, т.е. независящей от частоты, а добротность катушек определялась приблизительно по кривым зависимостей $Q(f)$, приведенным, например, в [3]. Значения индуктивностей и емкостей в действительности также зависят от частоты [3, 4], что в указанной работе [1] также не учитывалось.

Целью настоящей работы является определение влияния частотной зависимости значений индуктивности и емкости элементов и их добротностей на характеристики безотражательных фильтров. Для этого необходимо:

1. Синтезировать ФВЧ 5-го порядка с частотой среза f_c = 168 МГц и ε = 0.2164 и ФВЧ 3-го порядка с частотой среза f_c = 820 МГц и ε = 0.3835 и привести значения индуктивностей и емкостей к стандартному номинальному ряду [1–2].

2. Извлечь из *S*-параметров элементов стандартного номинального ряда массивы значений индуктивностей и емкостей, а также добротностей для всей сетки частот, в рамках которой производитель проводил измерения.

3. Учесть *S*-параметры площадок, на которые напаиваются элементы.

4. Провести моделирование с учетом зависимости от частоты значений индуктивности и емкости элементов и их добротностей.

5. Сравнить результаты моделирования с учетом зависимости от частоты и без учета с характеристиками макетов безотражательных фильтров.

© Черноиванов Л.Э., Гречишкин А.В., 2024

Извлечение индуктивностей, емкостей и добротностей из S-параметров

Производители элементной базы, помимо описания своей продукции и ее характеристик, зачастую предоставляют также *S*-параметры производимых элементов [3, 4]. Единственным затруднением является то, что *S*-параметры различных элементов измеряются для различных диапазонов частот. Например, для катушек индуктивности *Coilcraft* измерения проводились от 1 до 1300–25300 МГц в зависимости от номинального значения индуктивности.

Для извлечения информации об элементах из их *S*-параметров сначала необходимо перейти от *S*-параметров к *Y*-параметрам, после чего извлечь необходимые параметры с помощью выражений (1)–(3). При необходимости выполнить предварительную интерполяцию для формирования единой сетки частот для всех элементов.

$$C = \frac{1}{\omega \cdot \mathrm{Im}(\frac{1}{Y_{21}})}; \quad (1)$$

$$L = -\frac{1}{\omega} \cdot \mathrm{Im}(\frac{1}{Y_{21}}); \quad (2)$$

$$Q = \left| \frac{\mathrm{Im}(\frac{1}{Y_{21}})}{\mathrm{Re}(\frac{1}{Y_{21}})} \right|, \quad (3)$$

где $\omega = 2\pi f$ – вектор частоты рад/с.

Для учета влияния площадок, на которые напаиваются элементы, было выполнено предварительное каскадирование *S*-параметров элементов с *S*-параметрами площадок. На рис. 1–4 приведены типовые графики зависимости индуктивностей и емкостей от частоты.

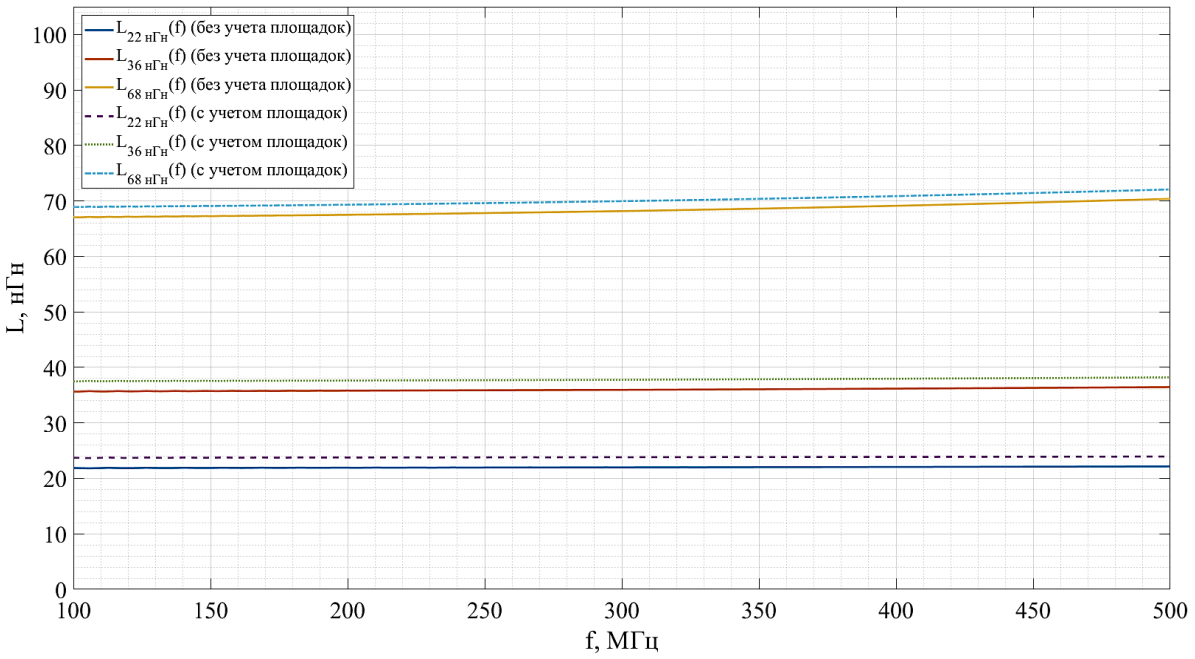


Рис. 1. Графики зависимости индуктивности от частоты для ФВЧ 5-го порядка

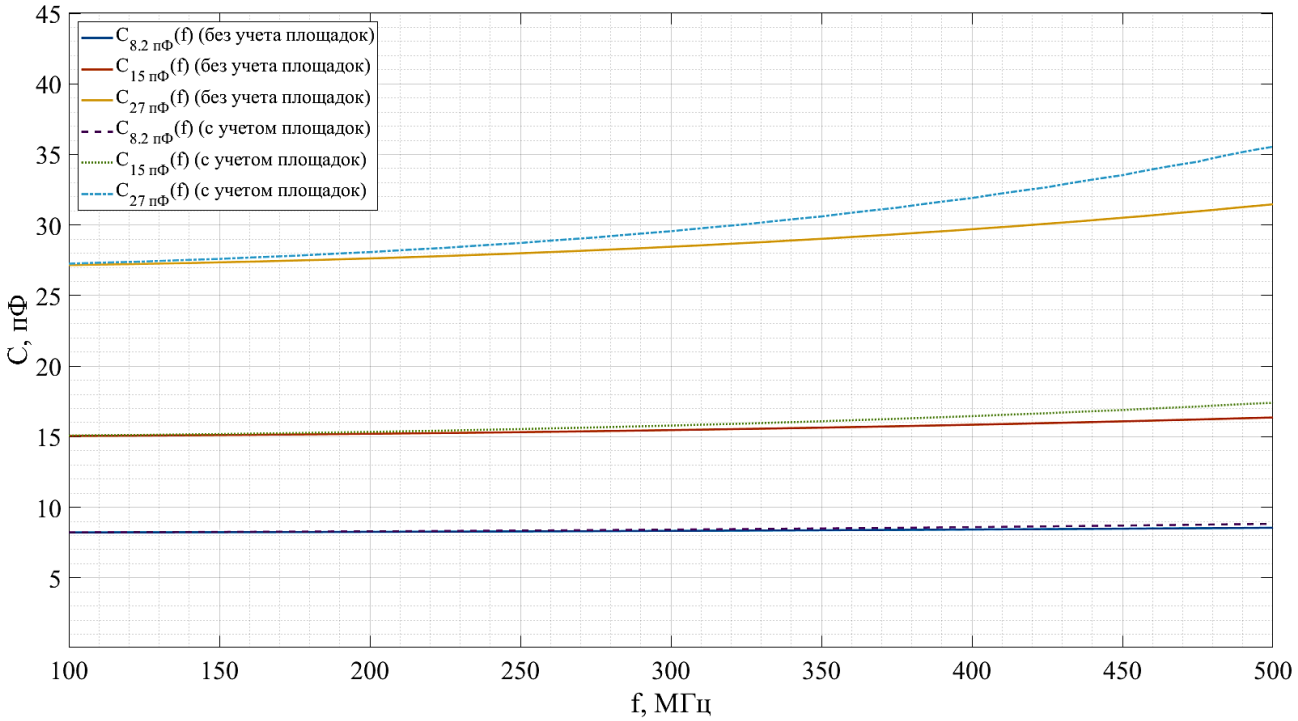


Рис. 2. Графики зависимости емкости от частоты для ФВЧ 5-го порядка

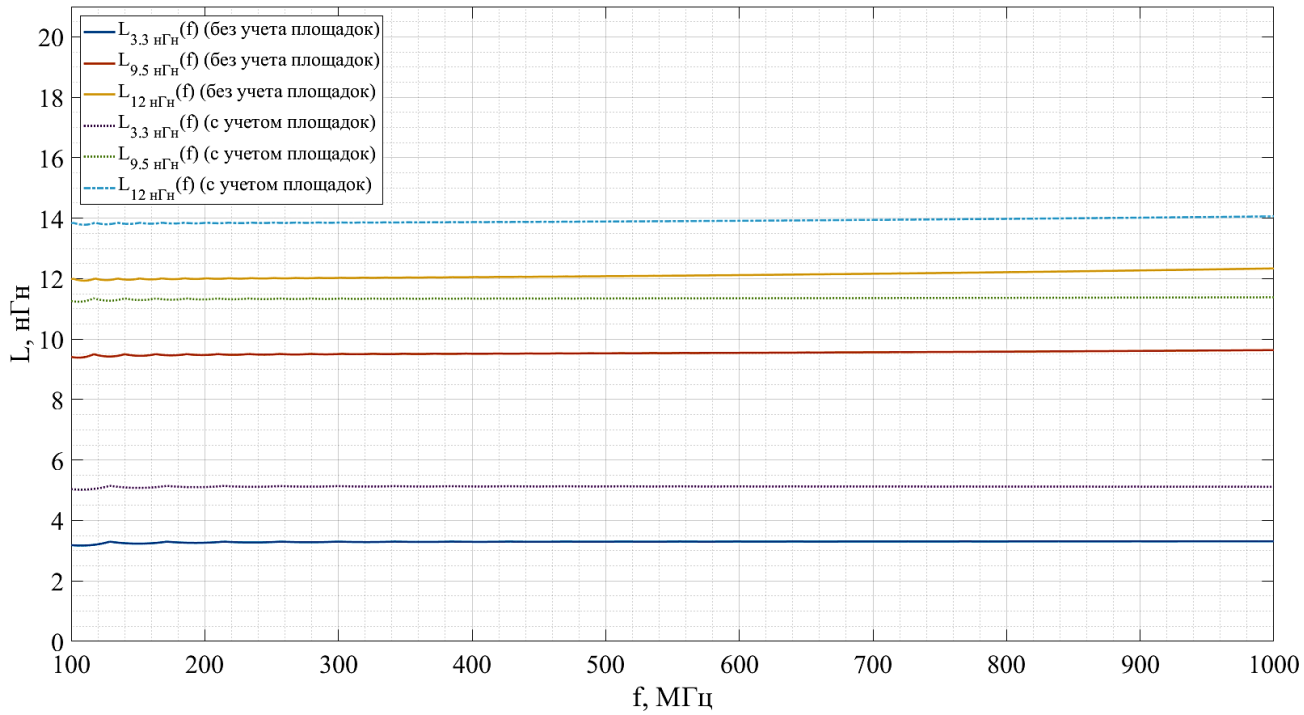


Рис. 3. Графики зависимости индуктивности от частоты для ФВЧ 3-го порядка

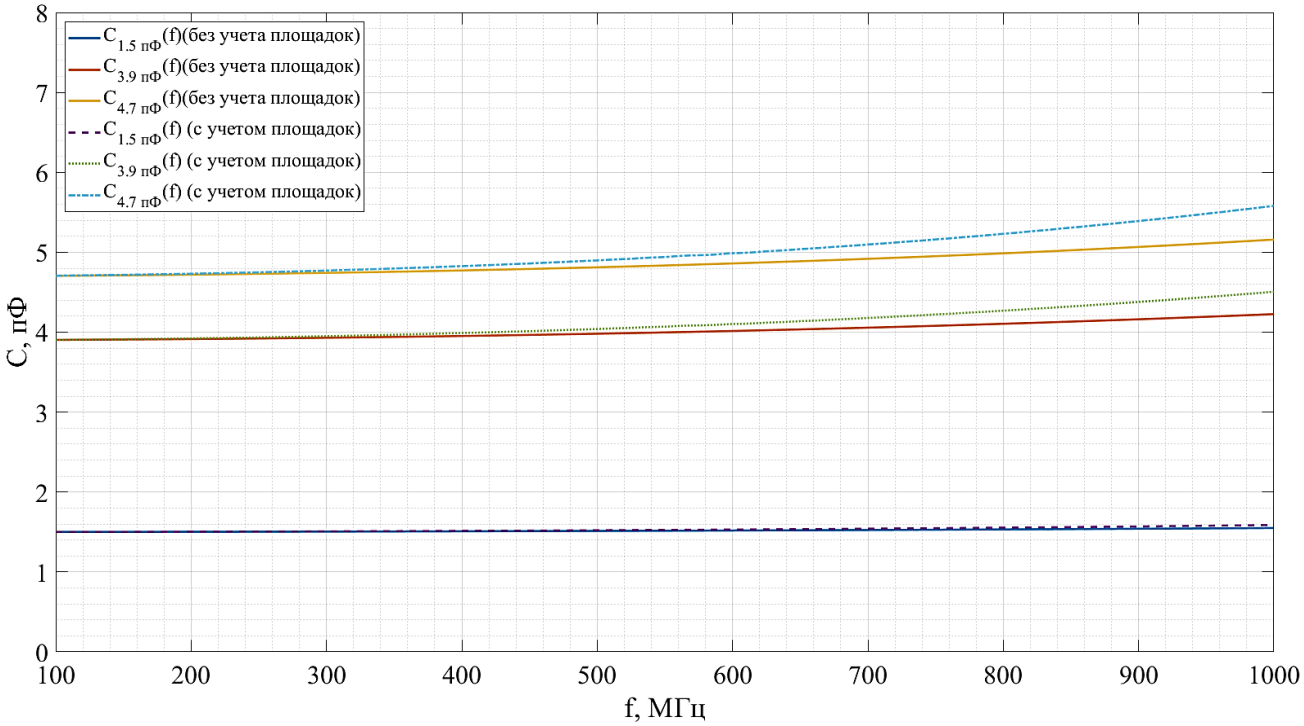


Рис. 4. Графики зависимости емкости от частоты для ФВЧ 3-го порядка

Расчетные, приведенные к стандартному и к полученному из *S*-параметров ряду значения элементов безотражательных ФВЧ (рис. 5–6), представлены в табл. 1–2.

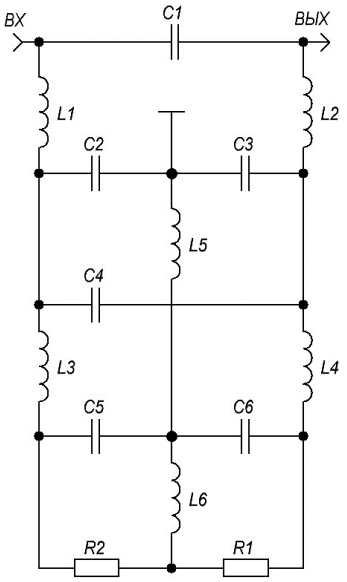


Рис. 5. Схема безотражательного ФВЧ 5-го порядка

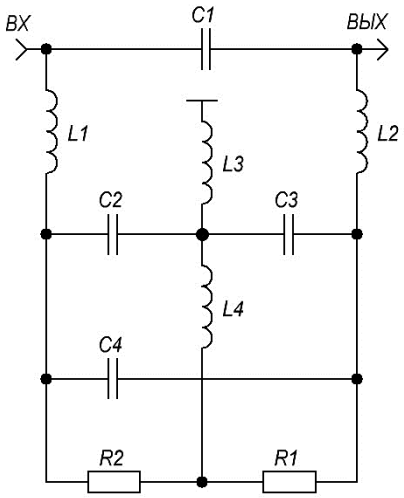


Рис. 6. Схема безотражательного ФВЧ 3-го порядка

Таблица 1

Перечень элементов ФВЧ 5-го с частотой среза f_c = 168 МГц

Элементы	Расчетные значения	Приведенные значения	Значения с учетом зависимости от частоты	Добротность элементов
C_1	13.933 пФ	15 пФ	15.239 пФ	339.881
C_2, C_3, C_5, C_6	27.867 пФ	27 пФ	27.76 пФ	162.935
C_4	8.611 пФ	8.2 пФ	8.267 пФ	846.351
L_1, L_2, L_3, L_4	69.668 нГн	68 нГн	69.187 нГн	37.785
L_5	21.528 нГн	22 нГн	23.768 нГн	35.995
L_6	34.833 нГн	36 нГн	37.613 нГн	40.798

Таблица 2

Перечень элементов ФВЧ 3-го с частотой среза f_c = 820 МГц

Элементы	Расчетные значения	Приведенные значения	Значения с учетом зависимости от частоты	Добротность элементов
C_1	3.764 пФ	3.9 пФ	4.289 пФ	1227.892
C_2, C_3	4.797 пФ	4.7 пФ	5.261 пФ	802.655
C_4	1.365 пФ	1.5 пФ	1.558 пФ	2412.199
L_1, L_2	11.993 нГн	12 нГн	13.987 нГн	32.373
L_3	3.413 нГн	3.3 нГн	5.121 нГн	38.431
L_4	9.410 нГн	9.5 нГн	11.367 нГн	28.58

Моделирование

Было проведено моделирование безотражательных ФВЧ с учетом полученных данных о значениях номиналов элементов и их добротностей на частоте среза. Сравнение характеристик моделей без учета частотной зависимости с характеристиками макетов безотражательных фильтров приведены на рис. 7–8.

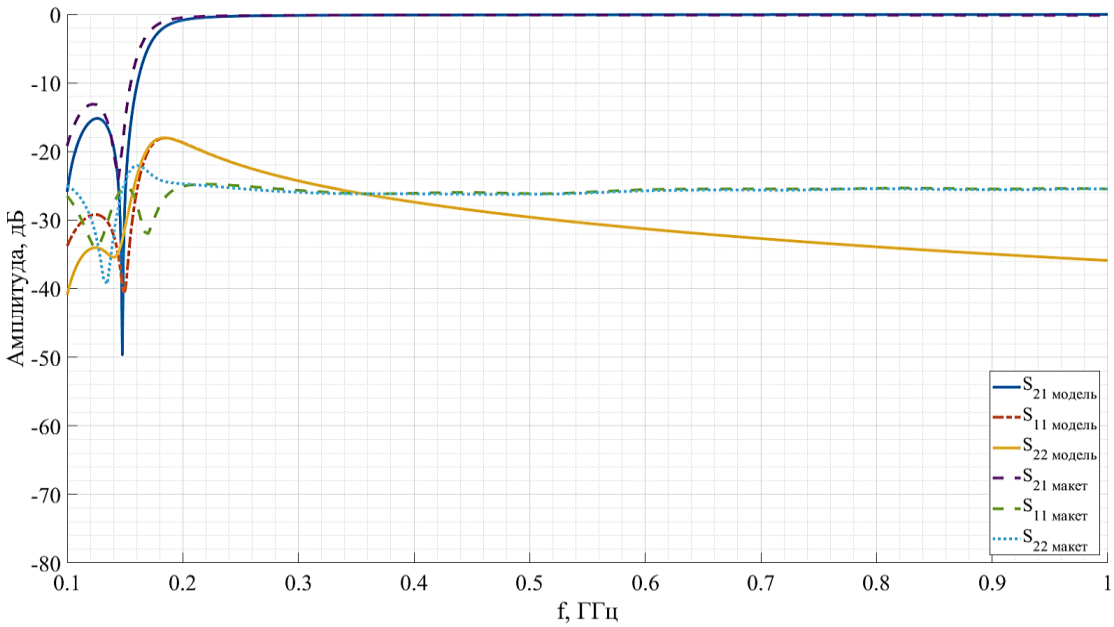


Рис. 7. Сравнение АЧХ и коэффициентов отражения модели (без учета частотной зависимости) с макетом безотражательного ФВЧ 5-го порядка с f_c = 168 МГц

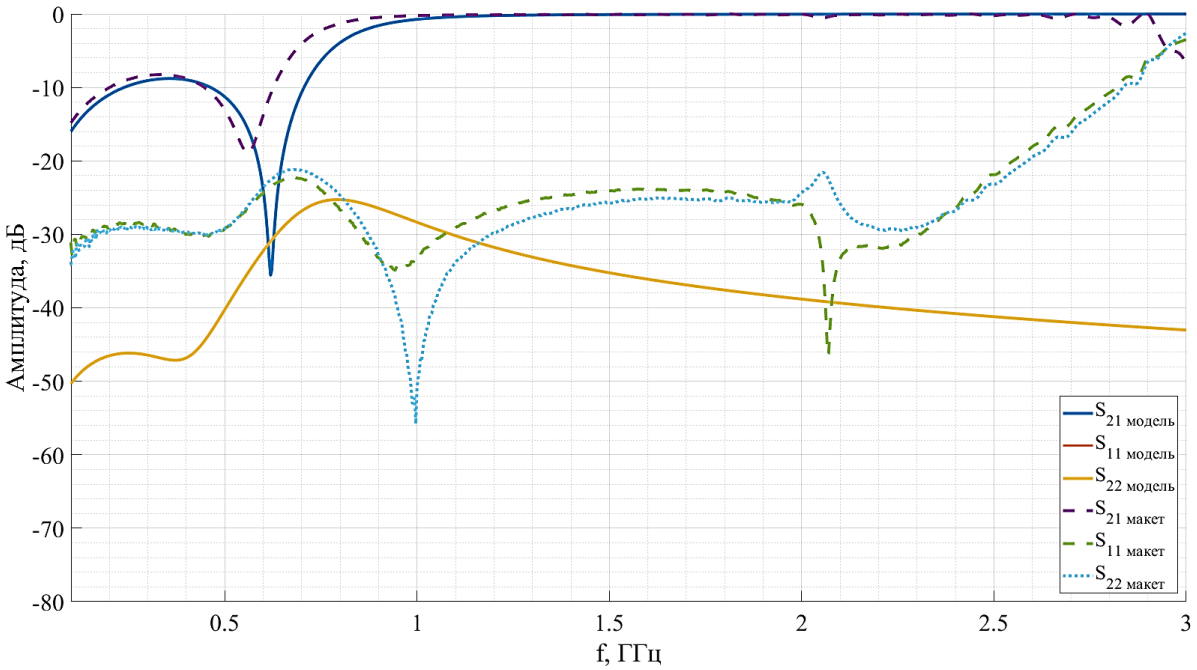


Рис. 8. Сравнение АЧХ и коэффициентов отражения модели (без учета частотной зависимости) с макетом безотражательного ФВЧ 3-го порядка с f_c = 820 МГц

Сравнение характеристик моделей с учетом частотной зависимости с характеристиками макетов безотражательных фильтров приведено на рис. 9–10.

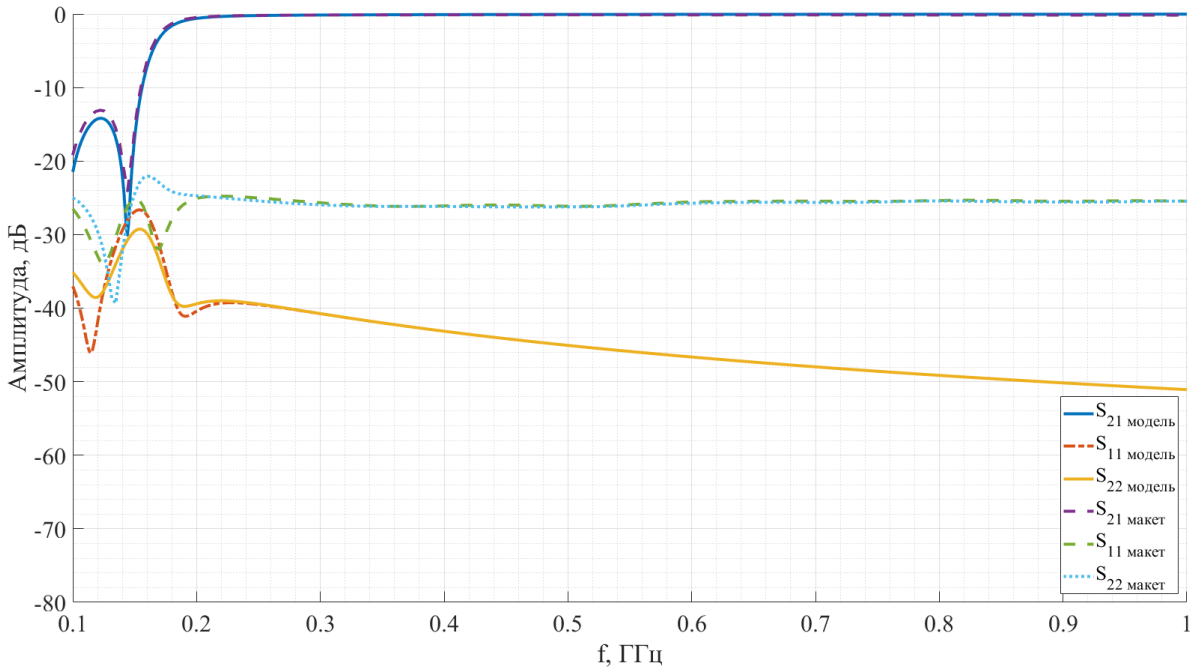


Рис. 9. Сравнение АЧХ и коэффициентов отражения модели (с учетом частотной зависимости) с макетом безотражательного ФВЧ 5-го порядка с f_c = 168 МГц

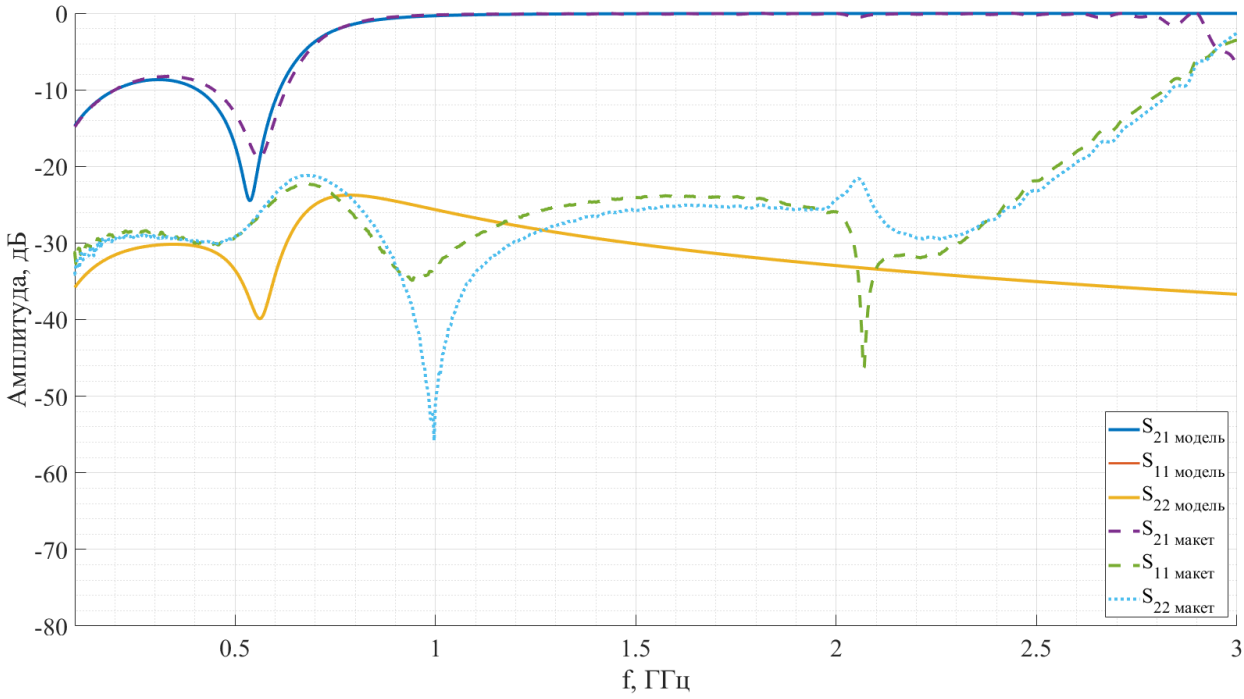


Рис. 10. Сравнение АЧХ и коэффициентов отражения модели (с учетом частотной зависимости) с макетом безотражательного ФВЧ 3-го порядка с f_c = 820 МГц

В табл. 3 приведено численное сравнение характеристик моделей и макетов.

Таблица 3

Сравнение характеристик моделей и макетов

Хар-ка	Модели				Макеты	
	Без учета частотной зависимости		С учетом частотной зависимости			
	ФВЧ 168 МГЦ	ФВЧ 820 МГЦ	ФВЧ 168 МГЦ	ФВЧ 820 МГЦ	ФВЧ 168 МГЦ	ФВЧ 820 МГЦ
S_{11max}, дБ	–18.021	–25.274	–26.636	–23.747	–24.77	–22.25
S_{22max}, дБ	–18.021	–25.274	–29.254	–23.747	–22.04	–21.17
f_c, МГц	176.5	822.1	170.2	714.8	168.5	720.6

По рис. 7–10 и данным табл. 3 можно сделать выводы о том, что учет зависимости значений индуктивностей и емкостей элементов, а также добротности от частоты и каскадирование *S*-параметров элементов с *S*-параметрами площадок повышает точность моделирования и приближает характеристики к реальным.

Заключение

В рамках работы было определено влияние зависимости от частоты значений добротностей, индуктивностей или емкостей элементов на характеристики безотражательных фильтров. На основе сравнения характеристик моделей, не учитывающих и учитывающих зависимости от частоты, можно сделать вывод, что при проектировании безотражательных фильтров расчетные значения элементов имеет смысл приводить к стандартному номинальному ряду, скорректированному с учетом зависимостей от частоты значений элементов.

Список источников

1. *Черноиванов Л.Э., Гречишкин А.В.* Влияние поэлементного приведения к стандартному ряду номиналов значений индуктивностей и емкостей на характеристики безотражательных фильтров // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции. Воронеж, 2024. Т. 5. С. 96–104.

2. *Mattew A. Morgan*. Reflectionless Filters. Boston, London: Artech House Publisher, 2017. 280 p.

3. Ceramic Core Chip Inductors [Электронный ресурс]. URL: https://www.coilcraft.com/enus/products/rf/ceramic-core-cip-inductors/#/

4. GRM Series [Электронный ресурс]. URL: https://www.murata.com/englobal/products/capacitor/ceramiccapacitor/overview/lineup/smd/grm

Информация об авторах

Л.Э. Черноиванов, конструктор
А.В. Гречишкин, к.т.н., начальник сектора

Information about the authors

L.E. Chernoivanov, Design Engineer
A.V. Grechishkin, Ph.D. in Engineering Sciences, Head of Section

Статья поступила в редакцию 09.09.2024
Одобрена после рецензирования 16.09.2024
Принята к публикации 19.09.2024

The article was submitted 09.09.2024
Approved after reviewing 16.09.2024
Accepted for publication 19.09.2024

Разное

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 72–74. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 72–74. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Методика оценки своевременности формирования сетевого ключа

Александр Демьянович Синюк[1], Александр Алексеевич Тарасов[2]
[1,2]Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия
[1]eentrop@rambler.ru, [2]taras4912@mail.ru

Аннотация. *Сетевой ключ известен всем корреспондентам защищенной сети связи, поэтому устойчивость его к компрометации нарушителем невысока. В условиях частых компрометаций нарушителем может быть остановлен закрытый информационный обмен в сети связи. Известные методы восстановления сетевого ключа не всегда соответствуют современным требованиям. Альтернативой выступает метод открытого формирования увеличенной криптосвязности сетевых корреспондентов, который позволяет кроме восстановления сетевой криптосвязности еще и формирование парной криптосвязности сетевых корреспондентов. Актуализируется исследование новых методов на соответствие требованиям по своевременности формирования сетевого ключа. Предлагается методика оценки своевременности формирования сетевого ключа, адекватная условиям открытого сетевого многоключевого согласования.*

Ключевые слова: *защищенная сеть связи, сетевой ключ, нарушитель, открытое сетевое многоключевое согласование.*

Miscellaneous

Open network multi-key agreement

Alexander D. Sinyuk[1], Alexander A. Tarasov[2]
[1,2]Military Academy of Communication named after marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia
[1]eentrop@rambler.ru, [2]taras4912@mail.ru

Abstract. *The network key is known to all correspondents of a secure communication network, so its resistance to compromise by an intruder is not high. In conditions of frequent compromises, the violator may stop the closed information exchange in the communication network. Known methods of network key recovery do not always meet modern requirements. An alternative is the method of open formation of increased cryptocommunication of network correspondents, which allows, in addition to restoring network cryptocommunication, additionally the formation of paired cryptocommunication of network correspondents. The study of new methods for compliance with the requirements for the timeliness of network key formation is updated. A methodology is proposed for assessing the timeliness of network key formation which is adequate to the conditions of an open network multi-key agreement.*

Keywords: *secure communication network, network key, intruder, open network multi-key agreement.*

Реализация метода открытого формирования увеличенной криптосвязности сетевых корреспондентов определяется следующей постановкой задачи [1, 2]. Пусть все корреспонденты защищенной сети связи имеют возможность связаться между собой в рамках открытой сети связи. Каждый из них имеет аппаратуру шифрования, реализующую единый в сети связи алгоритм шифрования [3, 4]. Функции непосредственного управления формированием сетевого ключа и проверки его наличия у всех корреспондентов сети предлагается возложить на главную станцию сети, а остальные считаются подчиненными станциями. Пусть предваритель-

© Синюк А.Д., Тарасов А.А., 2024

но между всеми корреспондентами сети связи распределены необходимые открытые исходные данные [1, 2].

Нарушитель представляется совокупностью каналов перехвата противника. Он способен перехватить всю передаваемую информацию между корреспондентами в сети связи. Его целью является вычисление (получение, перехват и т.д.) формируемого корреспондентами сети связи ключа. Предполагается, что нарушитель пассивен и имеет ограниченный вычислительный ресурс [1, 2].

В качестве допущений сделано предположение о том, что нарушителю точно известны полное описание систем генерации, передачи, хранения и обработки информации, порядок и последовательность процедур, выполняемых корреспондентами для формирования сетевого ключа, а также выбранные параметры для реализации этих процедур. Кроме этого, он знает статистические свойства множества генерируемых сообщений, формируемых ключей, широковещательных каналов связи.

В предлагаемом методе открытого формирования увеличенной криптосвязности сетевых корреспондентов в условиях частых повторяющихся компрометаций нарушителя используется известный способ формирования «пересекающихся групповых ключей» [5]. Совершенствование метода формирования сетевого ключа по открытым радиоканалам связи предлагается произвести на основе замены протоколов формирования ключа в сети с минимальным числом корреспондентов [5] на предлагаемые протоколы открытого сетевого многоключевого согласования [6] для формирования групповых ключей. Заметим, что использование замененных протоколов позволит одновременно сформировать не только один групповой ключ, но и еще дополнительно два парных ключа в группе, включающей трех корреспондентов сети связи.

Предположим, что главной станции сети связи, работающей на сетевом ключе с подчиненными станциями, становится известно, что у одного из корреспондентов или у нескольких корреспондентов произошла компрометация сетевого ключа (т.е. он стал известен нарушителю). Возникает необходимость формирования сетевого ключа между оставшимися корреспондентами, которые теперь входят в множество нескомпрометированных сетевых корреспондентов. В соответствии с реализацией способа формирования «пересекающихся групповых ключей» это множество декомпозируется на группы, включающие по два или по три корреспондента сети связи [1].

Предлагается методика оценки своевременности формирования сетевого ключа по открытым каналам связи с ошибками, включающая системы показателей качества сетевого и парных ключей, требований к ключам, показатель своевременности формирования сетевого ключа, а также порядок и содержание этапов оценки своевременности открытого согласования сетевого ключа в условиях частых повторяющихся компрометаций нарушителя.

Сущность методики описывается следующим образом. На основе требований к сетевому ключу и исходных данных для оценки вероятностей ошибок в каналах сетей связи выбираются условия для наихудшего сценария формирования группового и парных ключей методом открытого сетевого многоключевого согласования [6].

Затем с использованием известных методик рассчитываются оценки вероятностей ошибок в каналах [7, 8] для формирования группового и парных ключей для наихудшего случая по качеству каналов связи. Использование метода «пересекающихся групповых ключей» позволяет получить большое многообразие маршрутов передачи зашифрованного сетевого ключа всем корреспондентам сети связи [1]. Это определяет необходимость переопределения требований к групповому и парным ключам, исходя из общих требований к сетевому ключу. После этого по уточненным требованиям выполняется выбор протокола открытого сетевого многоключевого согласования [6] для формирования групповых и парных ключей.

Для выбранного протокола производится оценка минимального времени формирования сетевого ключа. После рассчитывается показатель своевременности формирования сетевого ключа, который учитывает все риски процесса формирования сетевого, групповых и парных ключей по открытым каналам сети связи.

В заключение сравнивается полученная оценка своевременности с требованиями и формулируется вывод о выполнении требований по своевременности процесса формирования сетевого ключа при использовании открытого сетевого многоключевого согласования [1, 6] для формирования групповых и парных ключей.

Предлагаемая методика оценки своевременности формирования сетевого ключа по открытым каналам связи с ошибками обеспечивает адекватную оценку показателя своевременности

сетевого ключевого согласования с учетом системы требований к процессу одновременного многоключевого согласования ключей в рамках множества нескомпрометированных сетевых корреспондентов и позволяет исследовать различные пути увеличения оперативности восстановления сетевого ключа в условиях частых компрометаций нарушителя.

Список источников

1. *Синюк А.Д.* Способ формирования ключа по открытой радиосети связи // Всероссийская научная конференция «Современные тенденции развития теории и практики управления в системах специального назначения». НТС № 2 (4). М.: Системпром, 2013. С. 247–259.

2. *Синюк А.Д., Саенко И.Б.* Протокол формирования сетевого ключа по открытым каналам связи с ошибками // Труды СПИИРАН. СПб.: Анатолия, 2010. Выпуск 3(14). С. 29–49.

3. *Шнайер Б.* Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы и исходные тексты на языке С: пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 568 с.

4. *Фергюсон Н., Шнайер Б.* Практическая криптография: пер. с англ. М.: Вильямс, 2005. 424 с.

5. *Синюк А.Д.* Формирование трехстороннего шифрключа по открытым каналам связи с ошибками: монография. СПб.: ВАС, 2009. 360 с.

6. *Синюк А.Д., Тарасов А.А.* Информационные базисы открытого сетевого многоключевого согласования // Известия Института инженерной физики. 2022. № 1 (63). С. 36–42.

7. *Фано Р.* Передача информации. Статистическая теория связи. М.: Мир, 1965. 366 с.

8. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.

Информация об авторах

А.Д. Синюк, д.т.н., доцент
А.А. Тарасов, преподаватель

Information about the authors

A.D. Sinyuk, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor
A.A. Tarasov, Lecturer

Статья поступила в редакцию 02.05.2024
Одобрена после рецензирования 13.05.2024
Принята к публикации 20.05.2024

The article was submitted 02.05.2024
Approved after reviewing 13.05.2024
Accepted for publication 20.05.2024

Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 75–82. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2024. No. 3. Pp. 75–82. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 519.6

Оптимизация функций двух и трех аргументов по их эквидистантным отсчетам методом квадратичной аппроксимации

Андрей Юрьевич Востров[1], Иван Степанович Дмитриев[2], Ольга Николаевна Завалишина[3]
[1–3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]a.yu.vostrov@sozvezdie.su, [2]i.s.dmitriev@sozvezdie.su, [3]o.n.zavalishina@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассмотрена задача глобальной оптимизации целевых функций двух и трех аргументов, представленных дискретными эквидистантными отсчетами. Решение базируется на аппроксимации целевой функции в окрестности экстремума полиномом второй степени. Зная его коэффициенты, можно вычислить координаты экстремума аппроксимирующей функции, приближенно совпадающие с координатами экстремума исходной целевой функции. Коэффициенты полинома вычисляются из решения (или псевдорешения) системы линейных алгебраических уравнений, составленной из выражений полинома, записанных для некоторого множества отсчетов целевой функции в окрестностях ее экстремального отсчета.*

Ключевые слова: *оптимизация, квадратичная аппроксимация, полином.*

Optimization of functions of two and three arguments by their equidistant samples by the method of quadratic approximation

Andrey Yu. Vostrov[1], Ivan S. Dmitriev[2], Olga N. Zavalishina[3]
[1–3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]a.yu.vostrov@sozvezdie.su, [2]i.s.dmitriev@sozvezdie.su, [3]o.n.zavalishina@sozvezdie.su

Abstract. *The problem of global optimization of objective functions of two and three arguments, represented by discrete equidistant samples, is considered. The solution is based on the approximation of the objective function in the neighborhood of the extremum by a second-degree polynomial. Knowing its coefficients, it is possible to calculate the coordinates of the extremum of the approximating function, approximately coinciding with the coordinates of the extremum of the original objective function. The coefficients of the polynomial are calculated from the solution (or pseudo-solution) of a system of linear algebraic equations composed of polynomial expressions written for a certain set of samples of the objective function in the neighborhood of its extremal sample.*

Keywords: *optimization, quadratic approximation, polynomial.*

Многие задачи оценивания параметров в статистической радиотехнике сводятся к оптимизации некоторой целевой функции (ЦФ), зависящей от принятой реализации сигнала и значений оцениваемых параметров, например максимизация функции правдоподобия или минимизация евклидовой нормы разности принятого сигнала и сканируемого в пространстве оцениваемых параметров опорного сигнала. В вычислительной математике в достаточной мере проработаны численные методы оптимизации, в том числе многоэкстремальных функций. Обычно они сводятся к итерационным процедурам, адаптивно формирующим последовательность точек в пространстве аргументов ЦФ (оцениваемых параметров), сходящуюся к точке ее глобального экстремума. В каждой точке последовательности для выбора направления дальнейшего поиска вычисляется значение оптимизируемой функции и ее производных. В случае достаточно сложной ЦФ вычислительные затраты на эти вычисления могут оказаться неприемлемо большими. Поэтому на практике применяется упрощенный метод оптимизации, когда область определения ЦФ покрывается сеткой эквидистантных точек с шагом, согласованным с требуемой точностью оценивания параметров, и ЦФ вычисляется в узлах этой сетки; за оценку параметров принимаются координаты узла, содержащего экстремальный отсчет ЦФ (максимум или минимум по всей области определения в зависимости от смысла задачи). Экономия вы-

© Востров А.Ю., Дмитриев И.С., Завалишина О.Н., 2024

числительных затрат достигается за счет того, что наиболее трудоемкие вычисления, не зависящие от принимаемого сигнала, выполняются на предварительном этапе, и их результаты для каждого узла сетки хранятся в постоянной памяти. В процессе работы с получением реализации сигнала в каждом узле сетки завершают вычисление ЦФ и находят узел, содержащий ее экстремальный отсчет. Координаты этого узла принимаются за оценки искомых параметров.

Однако эти оценки (назовем их «грубыми») содержат случайные ошибки дискретизации с максимальным значением – половина шага дискретной сетки по каждой координате из-за несовпадения максимального отсчета функции в узле сетки и истинного экстремума непрерывной ЦФ, не совпадающего с узлом сетки. Эти ошибки могут быть существенно уменьшены путем корректной аппроксимации ЦФ в окрестностях ее экстремального отсчета с помощью некоторой непрерывной функции, например алгебраического полинома второй степени, и использования соответствующего экстремума аппроксимирующей функции (АФ) вместо экстремума самой ЦФ. Это позволит повысить точность оценивания параметров при заданном шаге сетки либо, наоборот, увеличить шаг сетки, т.е. уменьшить вычислительные затраты при заданной точности оценивания параметров.

Цель настоящей работы – для ЦФ двух и трех аргументов предложить алгоритм синтеза аппроксимирующего полинома, «натянутого» на экстремальный отсчет функции и несколько соседних отсчетов по эквидистантной дискретной сетке и расчета параметров экстремума этого полинома: координат и значения в экстремуме.

Постановка задачи

В качестве примеров задач оптимизации ЦФ двух и трех аргументов рассмотрим оценку азимута θ и угла места β [1] пеленга на источник радиосигнала [2] и, соответственно, трехмерных координат или углов Эйлера [3]: крена γ, тангажа ϑ и курса ψ по сигналам ГНСС [4]. Данные задачи характерны тем, что в общем случае являются многоэкстремальными, при этом их область определения заранее известна.

На первом этапе глобальной оптимизации рассматриваемых функций предполагается покрыть область определения функции двумерной/трехмерной сеткой с минимальным шагом $d\theta$, $d\beta$ и $d\gamma$, $d\vartheta$, $d\psi$ по соответствующим аргументам. Величина шага по каждому аргументу не должна превышать удвоенную предельно допустимую «грубую» ошибку этого аргумента. Далее вычисляют значение ЦФ во всех узлах этой сетки и методом прямого перебора находят узел, содержащий экстремальный (максимальный или минимальный в зависимости от смысла задачи) отсчет ЦФ. Координаты этого узла являются первым приближением оценки искомых параметров – аргументов ЦФ.

Далее стоит задача аппроксимировать ЦФ в окрестности этого узла некоторой гладкой функцией, допускающей вычисление координат ее экстремума. Простейшей из таких функций является алгебраический полином второй степени. АФ $\varphi(\mathbf{x})$ двух $\mathbf{x}=(\theta,\beta)^{\mathrm{T}}$ и $\varphi(\mathbf{y})$ трех $\mathbf{y}=(\gamma,\vartheta,\psi)^{\mathrm{T}}$ аргументов в виде полинома второй степени в местной декартовой системе координат, начало которой совмещено с узлом сетки, содержащим экстремальный отсчет ЦФ, можно представить в виде

$$\varphi(\mathbf{x})=k_1\theta^2+k_2\beta^2+k_3\theta\beta+k_4\theta+k_5\beta+k_6, \tag{1}$$

$$\varphi(\mathbf{y})=k_1\gamma^2+k_2\vartheta^2+k_3\psi^2+k_4\gamma\vartheta+k_5\gamma\psi+k_6\vartheta\psi+k_7\gamma+k_8\vartheta+k_9\psi+k_{10}, \tag{2}$$

где $k_1,\ldots,k_{10}$ – коэффициенты полинома.

Экстремум аппроксимирующей функции

Известно, что полином (1) имеет единственный экстремум, координаты $\hat{\mathbf{x}}=(\hat{\theta},\hat{\beta})^{\mathrm{T}}$ которого можно найти, решив систему уравнений, где частные производные приравниваются нулю:

$$\begin{cases}\dfrac{\partial}{\partial\theta}\varphi(\hat{\mathbf{x}})=2k_1\hat{\theta}+k_3\hat{\beta}+k_4=0,\\ \dfrac{\partial}{\partial\beta}\varphi(\hat{\mathbf{x}})=k_2\hat{\theta}+2k_3\hat{\beta}+k_5=0.\end{cases} \tag{3}$$

Из (3) составим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно $\hat{\mathbf{x}}$, которая в матричной записи имеет вид

$$\begin{pmatrix} 2k_1 & k_3 \\ k_3 & 2k_2 \end{pmatrix}\hat{\mathbf{x}} + \begin{pmatrix} k_4 \\ k_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Решение системы уравнений (4) имеет вид

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\beta} \end{pmatrix} = -\begin{pmatrix} 2k_1 & k_3 \\ k_3 & 2k_2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} k_4 \\ k_5 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Аналогично получим систему уравнений для нахождения координат экстремума $\hat{\mathbf{y}} = \left(\hat{\gamma}, \hat{\vartheta}, \hat{\psi}\right)^{\mathrm{T}}$ полинома (2) в пространстве трех переменных:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial}{\partial\gamma}\varphi\left(\hat{\mathbf{y}}\right) = 2k_1\hat{\gamma} + k_4\hat{\vartheta} + k_5\hat{\psi} + k_7 = 0, \\ \dfrac{\partial}{\partial\vartheta}\varphi\left(\hat{\mathbf{y}}\right) = k_4\hat{\gamma} + 2k_2\hat{\vartheta} + k_6\hat{\psi} + k_8 = 0, \\ \dfrac{\partial}{\partial\psi}\varphi\left(\hat{\mathbf{y}}\right) = k_5\hat{\gamma} + k_6\hat{\vartheta} + 2k_3\hat{\psi} + k_9 = 0. \end{cases} \quad (6)$$

Решение системы уравнений (6) имеет вид

$$\hat{\mathbf{y}} = \begin{pmatrix} \hat{\gamma} \\ \hat{\varphi} \\ \hat{\psi} \end{pmatrix} = -\begin{pmatrix} 2k_1 & k_4 & k_5 \\ k_4 & 2k_2 & k_6 \\ k_5 & k_6 & 2k_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} k_7 \\ k_8 \\ k_9 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Из (3) и (6) следует, что для вычисления координат экстремума ЦФ нужно найти коэффициенты квадратичного полинома, кроме свободного члена.

Для удобства реализации (5) и (7) в виде алгоритма на языке программирования выполним инверсию матрицы [7] и умножение и перепишем их в виде

$$\hat{\mathbf{x}} = \frac{\begin{pmatrix} 2k_2k_4 - k_3k_5 \\ 2k_1k_5 - k_3k_4 \end{pmatrix}}{k_3^2 - 4k_1k_2}, \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \frac{\begin{pmatrix} 4k_2k_3k_7 - 2k_2k_5k_9 - 2k_3k_4k_8 + k_4k_6k_9 + k_5k_6k_8 - k_6^2k_7 \\ 4k_1k_3k_8 - 2k_1k_6k_9 - 2k_3k_4k_7 + k_4k_5k_9 + k_5k_6k_7 - k_5^2k_8 \\ 4k_1k_2k_9 - 2k_1k_6k_8 - 2k_2k_5k_7 + k_4k_5k_8 + k_4k_6k_7 - k_4^2k_9 \end{pmatrix}}{2\left(k_1k_6^2 - 4k_1k_2k_3 + k_2k_5^2 + k_3k_4^2 - k_4k_5k_6\right)}. \quad (9)$$

Подстановка выражений (8) и (9) в (1) и (2) соответственно при известных значениях коэффициентов полиномов позволяет вычислить значения АФ в точках экстремума.

Вычисление коэффициентов полинома второй степени

Согласно поставленной задаче, исходными данными для вычисления вектора коэффициентов $\mathbf{k} = \left(k_1, \ldots, k_6\right)^{\mathrm{T}}$ полинома (1) являются координаты узлов сетки $\mathbf{x}_i = \left(\theta_i, \beta_i\right)^{\mathrm{T}}$ в зоне притяжения искомого экстремума и значения ЦФ F_i. Вектор коэффициентов может быть найден из решения СЛАУ относительно $\mathbf{k}$, когда АФ сопоставлены экстремальный дискретный отсчет ЦФ и ближайшие к нему по координатам соседние отсчеты. Общее число задействованных отсчетов должно быть не менее 6 по числу подлежащих определению параметров АФ. Из соображений симметрии представляется целесообразным к экстремальному дискретному отсчету добавить 8 соседних отсчетов, координаты которых отличаются не более чем на 1 шаг сетки по каждой координатной оси. На рис. 1 показано расположение дискретных отсчетов, задействованных в алгоритме синтеза аппроксимирующего полинома для функции двух аргументов. На рис. 1 указаны условные индексы отсчетов и

их координаты в местной системе координат, начало которой совмещено с экстремальным дискретным отсчетом (изображено квадратом).

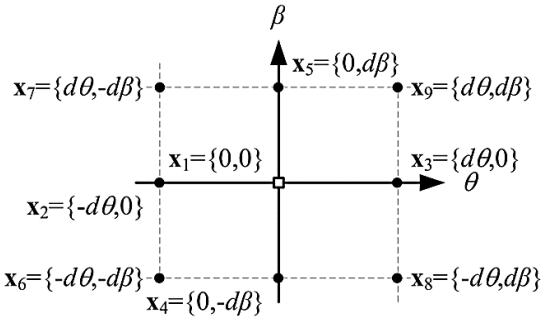


Рис. 1. Узлы двумерной сетки

Если подставить координаты *i*-го узла сетки $\mathbf{x}_i$ с рис. 1 в выражение (1), то условие совпадения в этой точке аппроксимирующего полинома с ЦФ запишется в виде

$$k_1\theta_i^2 + k_2\beta_i^2 + k_3\theta_i\beta_i + k_4\theta_i + k_5\beta_i + k_6 = F_i, \quad (10)$$

где F_i – отсчет ЦФ для *i*-го узла сетки.

Выражение (10) представляет собой линейное уравнение относительно вектора **k** коэффициентов аппроксимирующего полинома. Совокупность 9 таких уравнений для показанных на рис. 1 узлов сетки представляет собой переопределенную СЛАУ из 9 уравнений относительно 6 неизвестных:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ d\theta^2 & 0 & 0 & -d\theta & 0 & 1 \\ d\theta^2 & 0 & 0 & d\theta & 0 & 1 \\ 0 & d\beta^2 & 0 & 0 & -d\beta & 1 \\ 0 & d\beta^2 & 0 & 0 & d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & d\theta d\beta & -d\theta & -d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & -d\theta d\beta & d\theta & -d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & -d\theta d\beta & -d\theta & d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & d\theta d\beta & d\theta & d\beta & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \\ F_6 \\ F_7 \\ F_8 \\ F_9 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Система уравнений (11) несовместна, т.е. в общем случае ее точное решение отсутствует, однако существует единственное наилучшее приближенное решение (в смысле наименьших квадратов) [7], которое имеет вид

$$\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ d\theta^2 & 0 & 0 & -d\theta & 0 & 1 \\ d\theta^2 & 0 & 0 & d\theta & 0 & 1 \\ 0 & d\beta^2 & 0 & 0 & -d\beta & 1 \\ 0 & d\beta^2 & 0 & 0 & d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & d\theta d\beta & -d\theta & -d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & -d\theta d\beta & d\theta & -d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & -d\theta d\beta & -d\theta & d\beta & 1 \\ d\theta^2 & d\beta^2 & d\theta d\beta & d\theta & d\beta & 1 \end{pmatrix}^{+} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \\ F_6 \\ F_7 \\ F_8 \\ F_9 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

где оператор $(\ )^{+}$ означает псевдообратную матрицу.

Для удобства решения СЛАУ в вычислительном устройстве выполним псевдообращение матрицы [7] и матрично-векторное умножение и перепишем (12) в виде

$$\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{-2(F_1+F_4+F_5)+F_2+F_3+F_6+F_7+F_8+F_9}{6d\theta^2} \\ \dfrac{-2(F_1+F_2+F_3)+F_4+F_5+F_6+F_7+F_8+F_9}{6d\beta^2} \\ \dfrac{F_6-F_7-F_8+F_9}{4d\theta d\beta} \\ \dfrac{-F_2+F_3-F_6+F_7-F_8+F_9}{6d\theta} \\ \dfrac{-F_4+F_5-F_6-F_7+F_8+F_9}{6d\beta} \\ \dfrac{5F_1+2(F_2+F_3+F_4+F_5)-F_6-F_7-F_8-F_9}{9} \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Для вычисления вектора коэффициентов $\mathbf{k}=(k_1,\ldots,k_{10})^{\mathrm{T}}$ полинома (2) необходимо как минимум десять узлов сетки в зоне притяжения искомого экстремума с известными координатами $\mathbf{y}_i=(\gamma_i,\vartheta_i,\psi_i)^{\mathrm{T}}$ и значениями ЦФ F_i. В качестве примера рассмотрим переопределенную СЛАУ относительно $\mathbf{k}$, когда ближайший к экстремуму узел $\mathbf{y}_1$ помещается в центре прямоугольного параллелепипеда, на рис. 2 он обозначен квадратом, и от него идет отсчет системы координат, и дополняется шестью узлами $\mathbf{y}_2,\ldots,\mathbf{y}_7$, лежащими в центрах его граней, и узлами в восьми его вершинах $\mathbf{y}_8,\ldots,\mathbf{y}_{15}$; все они обозначены точками, прочие узлы сетки обозначены кружками.

Аппроксимирующий полином ЦФ трех аргументов для *i*-го узла сетки $\mathbf{y}_i$ имеет вид

$$k_1\gamma_i^2+k_2\vartheta_i^2+k_3\psi_i^2+k_4\gamma_i\vartheta_i+k_5\gamma_i\psi_i+k_6\vartheta_i\psi_i+k_7\gamma_i+k_8\vartheta_i+k_9\psi_i+k_{10}=F_i. \quad (14)$$

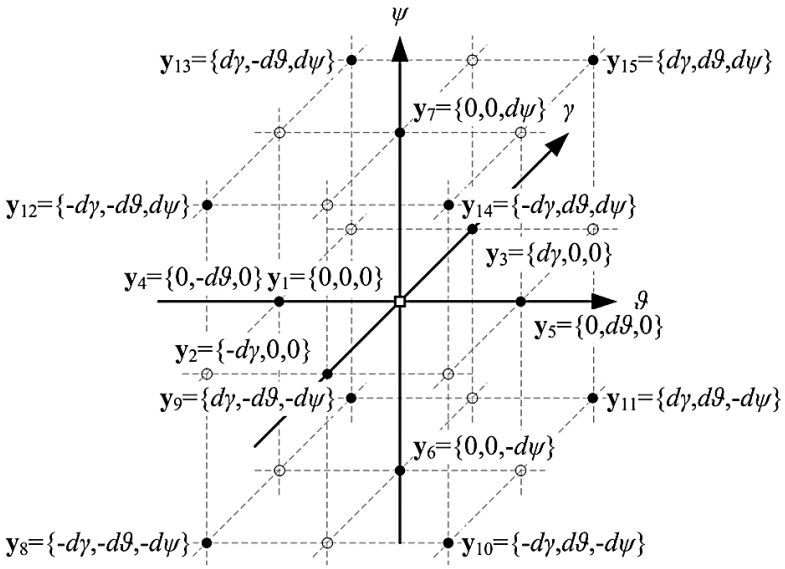


Рис. 2. Узлы трехмерной сетки

Запишем переопределенную СЛАУ из 15 уравнений (14) относительно 10-элементного вектора коэффициентов **k**:

$$\begin{pmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
d\gamma^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -d\gamma & 0 & 0 & 1 \\
d\gamma^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d\gamma & 0 & 0 & 1 \\
0 & d\vartheta^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -d\vartheta & 0 & 1 \\
0 & d\vartheta^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d\vartheta & 0 & 1 \\
0 & 0 & d\psi^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -d\psi & 1 \\
0 & 0 & d\psi^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & -d\gamma & -d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & d\gamma & -d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & -d\gamma & d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & d\gamma & d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & -d\gamma & -d\vartheta & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & d\gamma & -d\vartheta & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & -d\gamma & d\vartheta & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & d\gamma & d\vartheta & d\psi & 1
\end{pmatrix}
\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \\ k_7 \\ k_8 \\ k_9 \\ k_{10} \end{pmatrix} =
\begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \\ F_6 \\ F_7 \\ F_8 \\ F_9 \\ F_{10} \\ F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \\ F_{14} \\ F_{15} \end{pmatrix}. \tag{15}$$

Наилучшее приближенное решение системы уравнений (15) имеет вид

$$\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \\ k_7 \\ k_8 \\ k_9 \\ k_{10} \end{pmatrix} =
\begin{pmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
d\gamma^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -d\gamma & 0 & 0 & 1 \\
d\gamma^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d\gamma & 0 & 0 & 1 \\
0 & d\vartheta^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -d\vartheta & 0 & 1 \\
0 & d\vartheta^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d\vartheta & 0 & 1 \\
0 & 0 & d\psi^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -d\psi & 1 \\
0 & 0 & d\psi^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & -d\gamma & -d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & d\gamma & -d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & -d\gamma & d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & d\gamma & d\vartheta & -d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & -d\gamma & -d\vartheta & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & -d\vartheta d\psi & d\gamma & -d\vartheta & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & -d\gamma d\vartheta & -d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & -d\gamma & d\vartheta & d\psi & 1 \\
d\gamma^2 & d\vartheta^2 & d\psi^2 & d\gamma d\vartheta & d\gamma d\psi & d\vartheta d\psi & d\gamma & d\vartheta & d\psi & 1
\end{pmatrix}^{+}
\begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \\ F_6 \\ F_7 \\ F_8 \\ F_9 \\ F_{10} \\ F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \\ F_{14} \\ F_{15} \end{pmatrix}. \tag{16}$$

Упростим выражение (16), выполнив псевдообращение матрицы и матрично-векторное умножение в общем виде:

$$\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \\ k_7 \\ k_8 \\ k_9 \\ k_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{-2F_1 + 5(F_2 + F_3) - 4(F_4 + F_5 + F_6 + F_7) + F_8 + F_9 + F_{10} + F_{11} + F_{12} + F_{13} + F_{14} + F_{15}}{18d\gamma^2} \\ \dfrac{-2F_1 - 4(F_2 + F_3 + F_6 + F_7) + 5(F_4 + F_5) + F_8 + F_9 + F_{10} + F_{11} + F_{12} + F_{13} + F_{14} + F_{15}}{18d\vartheta^2} \\ \dfrac{-2F_1 - 4(F_2 + F_3 + F_4 + F_5) + 5(F_6 + F_7) + F_8 + F_9 + F_{10} + F_{11} + F_{12} + F_{13} + F_{14} + F_{15}}{18d\psi^2} \\ \dfrac{F_8 - F_9 - F_{10} + F_{11} + F_{12} - F_{13} - F_{14} + F_{15}}{8d\gamma d\vartheta} \\ \dfrac{F_8 - F_9 + F_{10} - F_{11} - F_{12} + F_{13} - F_{14} + F_{15}}{8d\gamma d\psi} \\ \dfrac{F_8 + F_9 - F_{10} - F_{11} - F_{12} - F_{13} + F_{14} + F_{15}}{8d\vartheta d\psi} \\ \dfrac{-F_2 + F_3 - F_8 + F_9 - F_{10} + F_{11} - F_{12} + F_{13} - F_{14} + F_{15}}{10d\gamma} \\ \dfrac{-F_4 + F_5 - F_8 - F_9 + F_{10} + F_{11} - F_{12} - F_{13} + F_{14} + F_{15}}{10d\vartheta} \\ \dfrac{-F_6 + F_7 - F_8 - F_9 - F_{10} - F_{11} + F_{12} + F_{13} + F_{14} + F_{15}}{10d\psi} \\ \dfrac{13F_1 + 8(F_2 + F_3 + F_4 + F_5 + F_6 + F_7) - 2(F_8 + F_9 + F_{10} + F_{11} + F_{12} + F_{13} + F_{14} + F_{15})}{45} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Вычислив по (13) коэффициенты полинома и подставив его в (8) с учетом переноса начала системы отсчета в узел сетки $\mathbf{x}_1$, получим выражение для вычисления координат экстремума АФ (1):

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \beta_1 \end{pmatrix} + \frac{\begin{pmatrix} 2k_2k_4 - k_3k_5 \\ 2k_1k_5 - k_3k_4 \end{pmatrix}}{-4k_1k_2 + k_3^2}.$$

Аналогичным образом для коэффициентов, вычисленных по (17), получим выражение для координат экстремума АФ для функции трех аргументов (2):

$$\hat{\mathbf{y}} = \begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \vartheta_1 \\ \psi_1 \end{pmatrix} + \frac{\begin{pmatrix} 4k_2k_3k_7 - 2k_2k_5k_9 - 2k_3k_4k_8 + k_4k_6k_9 + k_5k_6k_8 - k_6^2k_7 \\ 4k_1k_3k_8 - 2k_1k_6k_9 - 2k_3k_4k_7 + k_4k_5k_9 + k_5k_6k_7 - k_5^2k_8 \\ 4k_1k_2k_9 - 2k_1k_6k_8 - 2k_2k_5k_7 + k_4k_5k_8 + k_4k_6k_7 - k_4^2k_9 \end{pmatrix}}{2\left(k_1k_6^2 - 4k_1k_2k_3 + k_2k_5^2 + k_3k_4^2 - k_4k_5k_6\right)}.$$

Заключение

Предложен алгоритм глобальной оптимизации целевых функций двух и трех аргументов с априорно известной областью определения по каждому аргументу, основанный на поиске экстремального отсчета целевой функции по дискретной сетке и уточнении координат и величины экстремума функции в окрестностях этого отсчета с помощью аппроксимирующей функции в виде квадратичного полинома. Нахождение коэффициентов полинома и вычисление на их основе координат искомого экстремума основано на решении системы линейных алгебраических уравнений. Вычислительно емкие операции

инверсии и псевдообращения матриц, умножения матрицы и вектора, применяемые для решения системы линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов полинома и координат экстремума, были раскрыты в виде простых алгебраические выражений. Полученные выражения могут быть легко описаны на языке программирования для реализации предложенного алгоритма в вычислительном устройстве. Количественное сравнение предложенного алгоритма по сходимости и ресурсоемкости с классическими алгоритмами оптимизации – задача дальнейших исследований.

Список источников

1. *Виноградов А.Д., Востров А.Ю., Дмитриев И.С.* Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования // Антенны. 2018. № 5(249). С. 5−20.

2. *Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П.* Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы / Под ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. 556 с.

3. ГОСТ 20058-80. Динамика летательных аппаратов в атмосфере. М.: Издательство стандартов, 1981.

4. *Востров А.Ю.* Максимально правдоподобное оценивание угловой ориентации объекта по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем, принимаемым многоканальным радиоприемником с антенной системой произвольной конфигурации // Радиотехника. 2023. Т. 87, № 5. С. 172−183.

5. *Нестеров Ю.Е.* Методы выпуклой оптимизации. М.: Издательство МЦНМО, 2010. 281 с.

6. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике. М.: 1974. 832 с.: ил.

7. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. М.: 1966. 576 с.: ил.

Информация об авторах

А.Ю. Востров, ведущий конструктор
И.С. Дмитриев, к.т.н., ведущий научный сотрудник
О.Н. Завалишина, старший конструктор

Information about the authors

A.Yu. Vostrov, Leading Design Engineer
I.S. Dmitriev, Ph.D. in Engineering Sciences, Leading Research Scientist
O.N. Zavalishina, Senior Design Engineer

Статья поступила в редакцию 09.09.2024
Одобрена после рецензирования 16.09.2024
Принята к публикации 19.09.2024

The article was submitted 09.09.2024
Approved after reviewing 16.09.2024
Accepted for publication 19.09.2024

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в 1 экземпляре на листах формата А4 и в виде файла формата doc или docx (на электронный адрес **n.p.fedotova@sozvezdie.su**). Оптимальный объём статьи – 7–8 страниц.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс универсальной десятичной классификации (УДК);

– **на русском и английском языках** – заголовок статьи, имя, отчество и фамилия автора полностью, аннотация, ключевые слова, сведения о финансировании (при наличии).

4. Для оформления рукописи используется текстовый редактор MS Office Word. Шрифт для набора текста – Times New Roman **без стилевого оформления**, размер шрифта – 12, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, заполнение – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

5. Формулы должны быть созданы в редакторе Math Type. **Использование встроенного конструктора формул не допускается!** При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		Написание обозначений
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

6. Иллюстрации включаются в текст статьи сразу после того абзаца, в котором они впервые упоминаются. Они должны сопровождаться подрисуночными подписями, содержащими номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название. Для подрисуночной подписи используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными, хорошо различимыми при черно-белой печати и иметь разрешение не ниже 150 точек на дюйм. Пояснения, в том числе к условным обозначениям, на рисунке не допускаются – их следует выносить в подрисуночную подпись, заменяя на рисунке цифрами или буквами. Если рисунок создан средствами MS Office Word или Visio, обозначения в нем должны быть набраны шрифтом Times New Roman, размер шрифта – 9.

7. Для таблиц используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Таблицы должны быть пронумерованы (например, Таблица 1), иметь тематический заголовок и располагаться сразу после абзаца, в котором они впервые упоминаются.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в квадратных скобках. Затекстовые библиографические ссылки располагаются в порядке цитирования литературных источников и оформляются в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008. **Использование перекрестных ссылок не допускается.**

ДЛЯ ЗАМЕТОК