12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2023

Воронеж 2023

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 27.11.2023. Дата выхода в свет 04.12.2023.
Формат 60×88 1/8. Уч.-изд. л. – 8. Тираж 200 экз. Заказ № 266. 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», 2023

СОДЕРЖАНИЕ

№ 4, 2023

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Энтропия автоматизированных систем управления
В.И. Борисов ……...…… 5

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Оптимальное планирование TDMA средствами бинарного линейного программирования в среде MatLab
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров …… 9

Многоканальный обнаружитель шумоподобного сигнала с принятием решения по максимальному сигналу при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале
Ю.В. Сидоров, В.И. Шестопалов, А.И. Мордовин ……..……..……...….. 19

Оценка эффективности компенсатора ЧМШ сигнала, работающего в диапазоне частот навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем
В.А. Миронов, А.В. Коровин, А.А. Дисенов, Ю.С. Левицкая 28

Усилитель высокой мощности сантиметрового диапазона на отечественной элементной базе
А.А. Литвинов, А.В. Исаев, О.К. Каменцев ……..……. 36

Классификация задач имитационного моделирования систем радиосвязи в условиях воздействия помех
А.А. Молев, А.А. Воронов …… 44

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Формирование наноструктур на поверхности системы SiO_2/Si с латентными треками для преобразователей сигналов
В.Е. Сахаров, Д.Б. Омороков, Н.Ю. Евсикова ……..…… 55

Моделирование и натурные экспериментальные исследования линейной антенной решетки Ku-диапазона, состоящей из линзовых излучателей больших электрических размеров
Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, Р.Е. Рогозин ……..…… 60

Многолучевая антенна из однородной линзы на основе метаматериальных ячеек
Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров ……... 68

РАЗНОЕ

Оценка точности нейросетевой модели, обученной на синтетических данных
М.С. Данилов, А.Н. Голубинский, И.В. Михайлова 73

О сходимости решений редуцированных систем линейных алгебраических уравнений в методе сшивания
Б.И. Власов, А.В. Золотухин, А.С. Кунаев 79

Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 5–8. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 5–8. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 623.618

Энтропия автоматизированных систем управления

Василий Иванович Борисов
Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
office@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассматривается формирование в XX веке нового научного направления, основу которого составляют такие обобщающие понятия и концепции, как «система», «среда», «концепция системного подхода». Это новое направление в современной науке может быть названо теорией системных исследований. Науку о системах предлагается рассматривать как новое измерение в науке.*

Ключевые слова: *система, среда, концепция системного подхода, системы и средства связи, энтропия систем управления.*

Common issues of radio communication theory

The entropy of automated control systems

Vasily I. Borisov
Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
office@sozvezdie.su

Abstract. *The formation of a new scientific direction in XX century based on such generalizations and concepts as «system», «environment», «system approach concept» is considered. This new direction in modern science can be called system research theory. The science of systems is proposed to be considered as a new dimension in science.*

Keywords: *system, environment, system approach concept, communication systems and means, control systems entropy.*

По мере расширения сферы научных исследований, обусловленных требованиями общественной практики, наряду с устойчивой тенденцией дифференциации знаний возникла тенденция интеграции знаний, примером которой явилось формирование в XX веке нового научного направления, основу которого составили фундаментальные обобщающие понятия и концепции, такие как ***система***, ***среда***, ***концепция системного подхода*** (в нашем случае это системы управления, системы и средства связи и системы радиоэлектронной борьбы).

Важную роль при этом сыграло введенное академиком А. Бергом определение кибернетики как «науки об оптимальном управлении сложными динамическими системами»; он называл кибернетику ***наукой величайших возможностей***.

Всё это позволяет говорить о становлении во второй половине XX века нового фундаментального направления в современной науке, которое может быть названо ***теорией системных исследований***.

Науку о системах не совсем корректно сравнивать с другими науками – правильнее рассматривать ее как новое измерение в науке.

В качестве количественного показателя этого измерения предлагается ввести понятие ***энтропия систем управления*** и произвести оценку количественного измерения энтропии автоматизированной системы управления тактического звена (АСУ ТЗ).

АСУ ТЗ – это совокупность одиннадцати структурно-функциональных подсистем и связей между ними (рис. 1). Эффективность работы АСУ ТЗ зависит от качества структуры бесконечного множества связей.

© Борисов В.И., 2023

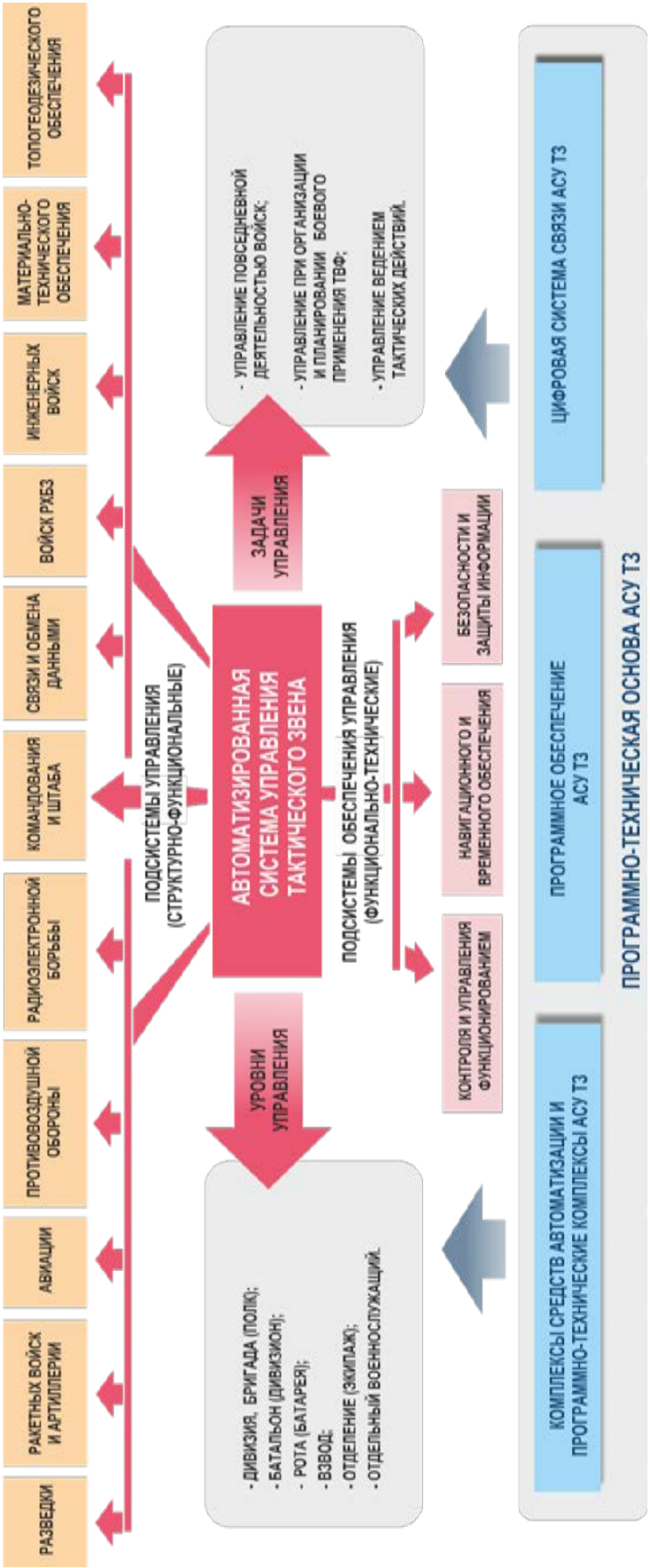


Рис. 1. Структура АСУ ТЗ

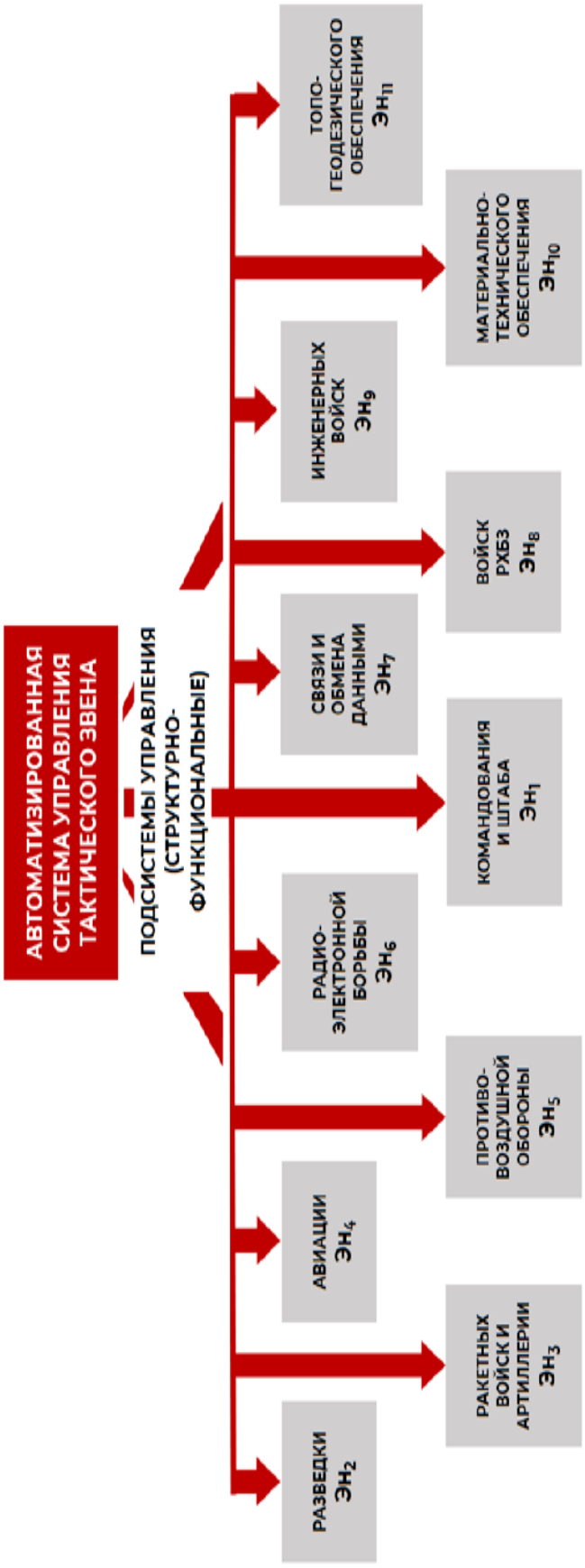


Рис. 2. Подсистемы управления АСУ ТЗ

Автоматизированная система управления войсками (силами) и оружием в тактическом звене обеспечивает обмен информацией между командиром и должностными лицами (в режиме «каждый с каждым») боевых подразделений о фоноцелевой обстановке по противнику, о местоположении и маршрутах движения техники на электронной карте, а также другой необходимой информацией. За счет перехода от голосовых сообщений и бумажных носителей на современный телекоммуникационный уровень значительно повышаются оперативность и уровень организации управления войсками.

Для оценки эффективности функционирования АСУ ТЗ предлагается ввести универсальный показатель, определяющий качество структуры связи АСУ ТЗ, – ***энтропия*** (Эн). В общем смысле энтропия – это количественный показатель беспорядка. АСУ ТЗ – это открытая система, в ней возможны значительные потери информации из-за естественных и преднамеренных помех, и *энтропия* может быть количественным показателем потерь. Возможно частичное или даже полное разрушение боевых подсистем командования и штаба (РВиА, ПВО, РХБЗ и др.); количественным показателем разрушения также может служить *энтропия* (Эн1, Эн2…Эн11 – рис. 2).

Энтропия как количественный показатель беспорядка принимает значение в интервале (0–1). Если значение энтропии равно 0, беспорядок отсутствует, система или объект не подвержены разрушительным действиям; если значение энтропии равно 1 – система или объект разрушены полностью и прекратили свое существование.

Суммарное значение энтропии АСУ ТЗ можно определить путем суммирования значений энтропии для каждой из 11 подсистем. Интервал измерений суммарного значения энтропии АСУ ТЗ равен (0–11). Если значение суммарной энтропии равно 0, ни одна подсистема из 11 не подвержена деградации. Если значение суммарной энтропии равно 11, все 11 подсистем деградированы полностью.

Информация об авторе

Борисов В.И., д.т.н., профессор, академик РАН, научный руководитель

Статья поступила в редакцию 04.10.2023
Принята к публикации 11.10.2023

Принципы построения и алгоритмы функционирования устройств радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 9–18. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 9–18. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.395 : 519.852

Оптимальное планирование TDMA средствами бинарного линейного программирования в среде MatLab

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
Автор, ответственный за переписку: Владимир Евгеньевич Прохоров, office@sozvezdie.su

Аннотация. *Решается проблема нахождения оптимального, свободного от конфликтов расписания передач в широковещательной пакетной радиосети. Критерием оптимальности является минимизация длины TDMA цикла. Задача минимизации длины TDMA цикла сформулирована как задача линейного целочисленного программирования. Для решения задачи линейного целочисленного программирования применен алгоритм ветвей и границ.*

Ключевые слова: *оптимальное расписание передач, TDMA, раскраска вершин графа, алгоритм ветвей и границ.*

Construction principles and functioning algorithms of radio communication devices

Optimal TDMA scheduling by means of binary linear programming in MatLab environment

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
Corresponding author: V.E. Prokhorov, office@sozvezdie.su

Abstract. *The problem of finding an optimum conflict-free transmission schedule for a broadcast packet radio network is solved. The optimality criterion is the minimizing of TDMA cycle length. The problem of TDMA cycle length minimizing is formulated as linear integer programming problem. Branch-and-Bound algorithm is applied for solving the linear integer programming problem.*

Keywords: *optimum transmission schedule, TDMA, vertex coloring problem, Branch-and-Bound algorithm.*

Рассматривается проблема составления оптимального расписания для временного разделения при множественном доступе к каналу. Временное разделение в общепринятой английской терминологии обозначают как *time-division multiple-access* (TDMA). Передаваемый циклически временной TDMA-кадр делится на M временные слоты равной длительности [1]. В TDMA-кадре каждому узлу сети выделяется, по крайней мере, один временной слот, в котором данному узлу разрешается вести передачу. Кроме этого, выделенные слоты должны распределяться в кадре таким образом, чтобы исключить конфликты между узлами при передаче. Тривиальное решение, когда каждому узлу выделяется отдельный временной слот, является избыточным и не обеспечивает наискорейшее время доставки команд и сообщений. В некоторых современных системах

© Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е., 2023

связи время доставки команд и сообщений является определяющим жизненным фактором.

По этой причине в настоящей работе ставится и решается задача составления оптимального расписания, которое позволяет обеспечить в сети бесконфликтную передачу при минимальной длине TDMA-кадра.

В некоторых работах, например, [2–8] использовался критерий, нацеленный на максимизацию пропускной способности канала. В работах [2–8] решение задачи составления оптимального TDMA расписания было сведено к нахождению оптимального решения нелинейной задачи целочисленного программирования. Так, например, для нахождения оптимального решения в [2] был применен алгоритм имитации отжига (одна из разновидностей метода Монте-Карло). Алгоритм основан на имитации физического процесса, который происходит при отжиге металла. Алгоритм по своей природе является очень сложным и зависящим от многих констант, которые выбираются эмпирически. В работах [3, 4] для решения оптимизационной задачи применялись генетические алгоритмы, которые являются разновидностью эволюционных алгоритмов [5]. В [6] использовался метод хаотических нейронных сетей. Такое разнообразие подходов определяется сложностью решения нелинейной задачи целочисленного программирования и отсутствия универсального доступного широкому кругу пользователей алгоритма. Кроме этого, приведенные алгоритмы являются эвристическими и приводят к не оптимальным, а так называемым квазиоптимальным решениям.

С другой стороны, интуитивно ясно, что задача составления оптимального бесконфликтного расписания с минимальной длиной кадра эквивалентна классической задаче раскраски минимальным числом красок графа, в котором смежные вершины раскрашиваются в разные цвета (временные слоты). Такой подход позволяет использовать разработанные в этой области алгоритмы и методы к решению задачи составления оптимального TDMA расписания.

Целью настоящей работы является сведение задачи оптимального планирования TDMA к раскраске графа в формулировке линейного бинарного программирования. Следующим этапом решения является приведение задачи линейного программирования к каноническому виду, пригодному для применения стандартных программ, встроенных в существующие широко распространенные программные среды, например, такие как MatLab. Такой подход позволит упростить задачу составления оптимального TDMA расписания для широкого круга разработчиков.

1. Основные понятия и постановка задачи

Основные понятия. Пусть имеется пакетная радиосеть, которую математически можно представить в виде ненаправленного графа $G=(V,E)$, где множеству вершин $V=(1,2,\cdots,N)$ соответствуют станции сети (узлы), множеству ребер E соответствуют линии связи между узлами. Время разделено на слоты единичной длины. Слоты группируются в кадры. Каждый кадр состоит из фиксированного числа временных слотов. Время передачи планируется таким образом, чтобы избежать столкновения пакетов (коллизий). Кадры циклически повторяются во времени. Без уменьшения общности можно положить, что длительность слота равна времени, в течение которого станция передает один пакет. Также предполагается, что станции синхронизированы и имеют одинаковую дальность связи R. Если станция одновременно принимает два или более пакетов, то столкнувшиеся пакеты теряются. Будем различать первичный и вторичный конфликты. Первичный или прямой конфликт возникает тогда, когда два узла на односкачковой дистанции передают в один и тот же временной слот (рис. 1a). Вторичный конфликт возникает, когда два узла, отделенные друг от друга двумя скачками, передают в один и тот же временной слот (рис. 1b).

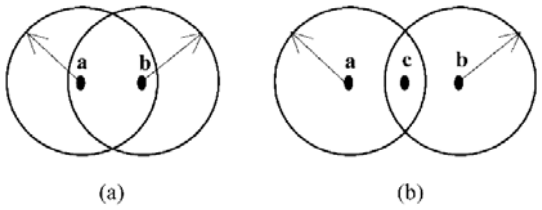


Рис. 1. Ситуации, в которых возникает конфликт: (a) – первичный, (b) – вторичный

Математическая модель. Если расстояние между любыми станциями $i,j\in V$ меньше R, то они могут передавать и принимать пакеты друг от друга. В этом случае существует ненаправленное ребро графа, обозначаемое линию связи между станциями $e_{ij}=(i,j)\in E$, которое устанавливает инцидент между станциями i и j. В этом случае говорят, что станции разделены одним скачком. Если $e_{ij}=(i,j)\notin E$, но существует промежуточная станция k такая, что $e_{ik}\in E$ и $e_{kj}\in E$, тогда станции i и j разделены двумя

скачками. Топология сети может быть задана с помощью $N \times N$ симметричной бинарной матрицы смежности $\mathbf{C} = (c_{ij})$, где $N = |V|$ – число станций в сети, $|E|$ – число связей (ребер),

$$c_{ij} = \begin{cases} 1, \text{если } (i,j) \in E \text{ и } i \neq j \\ 0, \text{в противном случае} \end{cases}. \quad (1)$$

Для того чтобы станции осуществляли корректный прием при планировании, должны учитываться следующие ограничения:

1. Станции не могут принимать и передавать одновременно (полудуплексная связь), т.е., если $e_{ij} \in E$, то станциям i и j для передачи должны быть запланированы различные временные слоты (рис. 1a).

2. Станции не могут одновременно принимать две или более передачи, т.е. если $e_{kj} \in E$ и $e_{ik} \in E$, но $e_{ij} \notin E$, то станции i и j должны передавать в различные временные слоты, чтобы избежать коллизии на станции k (рис. 1b).

Из сказанного следует, что два узла могут передавать без конфликта в один и тот же временной слот тогда и только тогда, когда они отделены друг от друга более чем двумя скачками. Таким образом, при составлении расписания передач необходимо учитывать два вида коллизий при передаче пакетов. В отличие от *точка–точка* или *линия* такой трафик принято называть широковещательным. Рис. 2. из [7] иллюстрирует принцип построения широковещательной зоны для узла ν_4 (затененная область B_4) и узла ν_8 (область B_8). В область B_4 входят узлы, отстоящие от узла ν_4 на один или два скачка.

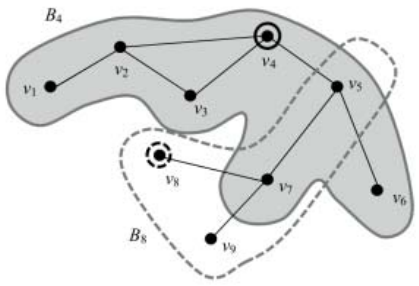


Рис. 2. Принцип построения широковещательных зон [7]

Для описания широковещательных зон используется $N \times N$ матрица совместимости $\mathbf{D} = (d_{ij})$, элементы которой задаются следующим образом:

$$d_{ij} = \begin{cases} 1, \text{если узлы } i \text{ и } j \text{ находятся внутри} \\ \text{двухскачковой дистанции} \\ 0, \text{в противном случае} \end{cases}. \quad (2)$$

Для нахождения оптимального расписания предположим, что кадр состоит из M временных слотов. Расписание задается в виде $M \times N$ матрицы $T = (t_{ij})$, где

$$t_{ij} = \begin{cases} 1, \text{если в кадре слот } i \text{ выделен узлу } j \\ 0, \text{в противном случае} \end{cases}. \quad (3)$$

Обозначим через $L_j = \sum_{i=1}^{M} t_{ij}$ число слотов, назначенных узлу j. Коэффициент использования канала ρ_j узлом j определяется как отношение числа выделенных узлу слотов к длине кадра, т.е.

$$\rho_j = \sum_{i=1}^{M} t_{ij} / M. \quad (4)$$

Глобальный средний коэффициент использования канала для всей сети получается усреднением по всем узлам

$$\rho = \sum_{j=1}^{N} \rho_j = \sum_{j=1}^{N} \sum_{i=1}^{M} t_{ij} / (NM). \quad (5)$$

Оптимизационная задача. Нелинейная оптимизация [3, 4]. Оптимизационная задача заключается в составлении такого расписания, которое при минимальной длине кадра (наименьшим M) обеспечивает максимальное глобальное использование канала при определенных ограничениях. Математически задача формулируется следующим образом:

при минимальном M максимизировать ρ (6)

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^{M} t_{ij} \geq 1, \; j = 1, 2, \cdots, N, \quad (7)$$

$$\sum_{k=1}^{M} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} d_{ij} t_{kj} t_{ki} = 0. \quad (8)$$

Первое ограничение (7) означает, что каждый узел хотя бы один раз должен передавать в кадре. Второе ограничение говорит о том, что любые две станции, которые потенциально могут мешать друг другу, не имеют возможности передавать в одно и то же время.

Замечание. При сведении данной оптимизационной задачи к задаче целочисленного линей-

ного программирования можно воспользоваться тем, что одно нелинейное ограничение (8) эквивалентно множеству линейных ограничений вида

$$t_{ki} + t_{kj} \le 1, k = 1,2,...,M \qquad (8a)$$

для любой пары (i, j), такой, что $d_{ij} = 1$.

Действительно, для того чтобы сумма неотрицательных чисел $\sum_{k=1}^{M}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} d_{ij}t_{kj}t_{ki}$ обращалась в ноль, необходимо и достаточно, чтобы каждое слагаемое равнялось нулю, т.е. $d_{ij}t_{ki}t_{kj} = 0$ для любых *i, j, k*. Действительно, если $d_{ij} = 0$, то равенство (8) выполняется при любых t_{ki} и t_{kj}. Если $d_{ij} = 1$, то, по крайней мере, одно из чисел t_{ki} или t_{kj} равно нулю. Учитывая, что это бинарные переменные, данное условие можно записать в виде неравенства $t_{ki} + t_{kj} \le 1, k = 1,2,...,M$.

Сформулированная выше (6)–(8) задача составления оптимального расписания TDMA относится к классу NP-полных нелинейных задач целочисленного программирования. В общем случае для нахождения глобального экстремума в наихудшем случае требуется полный перебор, который в данном случае для заданных *M* и *N* сводится к рассмотрению 2^{NM} вариантов. Для больших значений *M* и *N* нахождение оптимального решения становится труднореализуемым.

Тривиальное решение, удовлетворяющее обоим ограничениям в TDMA кадре, состоит в том, что каждая станция передает в различный временной слот. Очевидно, что это решение не является оптимальным в силу критерия (6). Поэтому, как правило, задача решается квазиоптимальными эвристическими методами в два этапа. На первом этапе находится минимальное значение *M*, а затем ищется максимальное значение коэффициента использования канала.

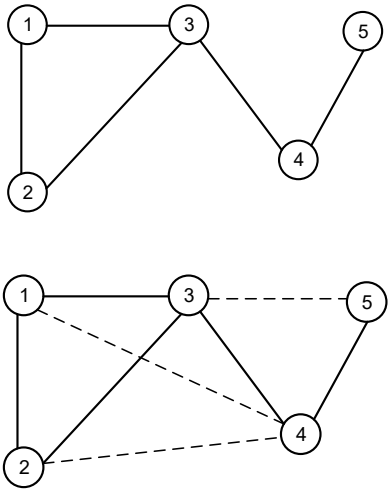
Для заданной сети минимальная длина кадра *M* зависит от ее топологии и заранее неизвестна. Однако нижняя граница длины кадра может быть найдена при заданной топологии сети. Для этого воспользуемся определением степени вершины *i* в графе с матрицей связности **C** как числом ребер, исходящих из заданной вершины с обозначением $\deg(i)$. Имеет место следующая лемма [2]:

Лемма. Длина кадра M удовлетворяет ограничениям

$$M \ge \Delta(\mathbf{C}) + 1, \qquad (9)$$

где $\Delta(\mathbf{C}) = \max_{i \in V} \deg(i)$.

Пример. Проиллюстрируем сказанное на примере топологии сети, изображенной на рис. 3а. Пунктирами добавлены линии, на которых возможны вторичные конфликты. Матрицы **C** и **D**, соответствующие этой топологии, приведены на рис. 3b. Как следует из вида матрицы **C**, максимальная степень узлов сети $\Delta(\mathbf{C}) = \max_{i \in V} \deg(i) = 3$, и поэтому в силу леммы (9) нижняя граница для числа слотов в одном кадре равна 4.

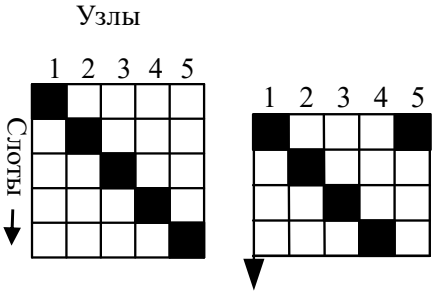


а)

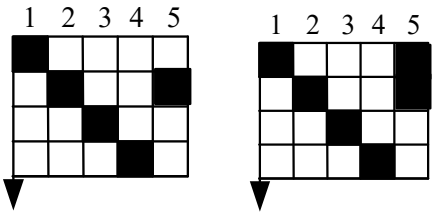
$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

б)

Рис. 3. Топология сети и матрицы смежности и согласования



а) б)



в) г)

Рис. 4. Варианты расписания

На рис. 4а приведено тривиальное решение, когда каждому узлу выделяется отдельный слот. Такое расписание не является оптимальным, т.к. число слотов в кадре можно сократить за счет выделения общего слота узлам 1 и 5 рис. 4б, а также узлам 2 и 5. Как видно из топологии сети, дистанция межу указанными узлами превышает два скачка, и по этой причине они не могут создавать помехи друг другу и скрытому узлу. Приведенную длину кадра ($M = 4$) уменьшить нельзя, т.к. в силу леммы она достигла своей нижней границы. Коэффициент использования канала, вычисляемый согласно (5), равен для тривиального решения $\rho_c = \sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M} t_{ij} / (NM) = 5/25 = 0.2$, для допустимых решений рис. 4в и рис. 4б равен соответственно $\rho_d = 5/20 = 0.25$, и для варианта рис. 4г, когда одному узлу может выделяться более одного временного слота, $\rho_f = 6/20 = 0.3$. Таким образом, по сравнению с тривиальным решением коэффициент использования канала в результате оптимизации можно увеличить в полтора раза.

Нахождение минимальной длины кадра тесно связано с классической задачей раскраски вершин графа.

2. Задача раскраски вершин графа [9]

Пусть имеется граф $G = (V, E)$, где V – множество вершин, E – множество ребер между ними. Необходимо назначить цвет каждой вершине $v \in V$ так, чтобы общее количество цветов было минимальным и смежные вершины имели различные цвета.

Введем переменные: h – количество цветов,

$$x_{ik} = \begin{cases} 1, \text{если вершине } i \text{ выделен цвет } k, i \in V, k = 1,2,...,h, \\ 0, \text{ в противном случае} \end{cases}$$

$$y_k = \begin{cases} 1, \text{если цвет } k \text{ используется в раскраске} \\ 0, \text{в противном случае} \end{cases}.$$

Раскраска графа является решением задачи бинарной оптимизации:

$$\sum_{k=1}^{h} y_k \to \min \qquad (10)$$

при ограничениях

$$\sum_{k=1}^{h} x_{ik} = 1, i \in V, \qquad (11)$$

если каждой вершине выделяется ровно один цвет, и

$$\sum_{k=1}^{h} x_{ik} \geq 1, i \in V, \qquad (11a)$$

если вершина окрашивается в один или несколько цветов (узлу выделяется несколько временных слотов),

$$x_{ik} + x_{jk} \leq y_k,$$

$$\text{для любых } (i, j) \in E, k = 1,2,... h. \qquad (12)$$

Критерий (10) определяет количество цветов, которое используется в раскраске. Ограничение (11) требует, чтобы каждой вершине был назначен ровно один цвет, а ограничение (11а) позволяет раскрасить вершину несколькими цветами. В дальнейшем ограничимся случаем, когда каждая вершина окрашивается только одним цветом. Ограничение (12) требует, чтобы смежные вершины окрашивались различными цветами.

Таким образом, если учитывать только первичные конфликты, то задача нахождения минимальной длины TDMA кадра сводится к классической задаче раскраски графа, где номер слота в кадре соответствует номеру краски при раскраске графа, а ограничение (12) совпадает с (8а). Если учитывать конфликты второго порядка, то в задаче раскраски графа вместо матрицы смежности **C** следует рассматривать матрицу совместимости **D**.

Оптимизационная задача (10)–(12) содержит $(|V|+1)h$ независимых переменных, $|V|$ ограничений типа равенств (11) и $|E| \cdot h$ ограничений типа неравенств (12), где $|V| = N$ – количество узлов в сети (вершин в графе), $|E|$ – количество ребер в графе.

3. Приведение задачи линейного программирования к каноническому виду

Для того чтобы записать систему неравенств (12) в матричном виде, введем вначале вспомогательную матрицу **G** размерности $|E|\times N$, которая формируется из матрицы **D** следующим образом. Вначале главная диагональ матрицы **D** заполняется единицами. Затем из каждой пары единиц строк матрицы **D** формируются строки матрицы **G** таким образом, что единицы остаются в тех же самых столбцах, а остальные позиции строк заполняются нулями. В нашем примере сформированная из матрицы **D** (рис. 3b) матрица размерности 8×5 **G** имеет число строк, равное числу ребер расширенной двухскачковой сети, а число столбцов равно числу вершин графа сети. Матрица имеет следующий вид:

$$\mathbf{G}=\begin{bmatrix}11000\\10100\\10010\\01100\\01010\\00110\\00101\\00011\end{bmatrix}.$$

В пакетах программ при решении задачи линейного программирования используется каноническая форма представления следующего вида:

$$\min \mathbf{f}^{T}\cdot\mathbf{x} \tag{13}$$

при ограничениях в виде равенств и неравенств

$$\mathbf{A}_{\mathbf{eq}}\cdot\mathbf{x}=\mathbf{b}_{\mathbf{eq}}, \tag{14}$$

$$\mathbf{A}\cdot\mathbf{x}\le\mathbf{b}, \tag{15}$$

где **f, b, $\mathbf{b}_{\mathbf{eq}}$** являются векторами, **A, $\mathbf{A}_{\mathbf{eq}}$** – матрицы, а **x** – целочисленный вектор, компоненты которого принимают значения 0 или 1.

Сформируем вектор переменных **x** размерности $(|V|+1)h$ следующим образом:

$$\mathbf{x}^{T}=\{x_{11},x_{21},\cdots x_{N1},x_{12},\cdots,x_{N2},\cdots,x_{1h},\cdots,x_{Nh},y_1,\cdots,y_h\}, \tag{16}$$

где $N=|V|$. Матрица $\mathbf{A}_{\mathbf{eq}}$ имеет размерность $N\times[(\mathrm{N}+1)\cdot h]$, состоящую из периодически повторяющихся h раз единичных матриц $\mathbf{I}_{\mathbf{N}}$ размерности $N\times N$ и матрицы $\mathbf{0}_{\mathbf{Nh}}$ размерности $N\times h$, состоящей из нулей:

$$\mathbf{A}_{\mathbf{eq}}=[\mathbf{I}_{\mathbf{N}},\mathbf{I}_{\mathbf{N}},\cdots,\mathbf{I}_{\mathbf{N}},\mathbf{0}_{\mathbf{Nh}}]. \tag{17}$$

Здесь N – мерный вектор $\mathbf{b}_{\mathbf{eq}}$ состоит из N единиц $\mathbf{b}_{\mathbf{eq}}^{\mathbf{T}}=\{1,1,...,1\}$.

Введем в рассмотрение два вектор–столбца, один из которых состоит из $|E|$ единиц $\mathbf{1}_{|E|}^{\mathbf{T}}=\{1,1,...,1\}$, а другой, такой же размерности – из нулей $0_{|E|}^{\mathbf{T}}=\{0,0,...,0\}$. Также введем матрицу из нулей такой же размерности, как и **G**. Обозначим ее через **0**. С учетом введенных обозначений матрицу **A** размерности $(|E|\cdot h)\times[(N+1)\cdot h]$ можно представить следующим образом:

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}\mathbf{G}&\mathbf{0}&\cdots&\mathbf{0}&-\mathbf{1}_{|E|}&0_{|E|}&&\cdots\\ \mathbf{0}&\mathbf{G}&\mathbf{0}&\mathbf{0}&0_{|E|}&-\mathbf{1}_{|E|}&\cdots&0_{|E|}\\ .&.&.&.&.&.&&.\\ \mathbf{0}&\mathbf{0}&\mathbf{0}&\mathbf{G}&0_{|E|}&\cdots&&-\mathbf{1}_{|E|}\end{bmatrix}. \tag{18}$$

Вектор–столбец **b** размерности $|E|\cdot h$ состоит из нулей. Таким образом, в результате проведенных выше преобразований задачу оптимизации раскраски графа свели к задаче бинарного линейного программирования в каноническом виде. Для решения этой задачи могут применяться различные алгоритмы [11].

4. Решение задачи средствами среды MatLab

Краткая идея алгоритма. Наиболее подходящей для решения рассмотренной задачи в среде MatLab является программа *bintprog*. Данная программа реализует алгоритм бинарного линейного программирования на основе метода ветвей и границ [11]. Метод является развитием метода полного перебора и отличается тем, что при его применении отсеиваются подмножества допустимых решений, которые заведомо не содержат оптимальных значений. Метод использует две процедуры: ветвление и нахождение оценок (границ). Под ветвлением понимается разбиение исходной задачи на некоторое число подзадач, в целом составляющих всю задачу. Как правило, ветвление эквивалентно разбиению допустимого множества D на подмножества, то есть $D=\bigcup_{i=1}^{k}D_i,\ D_i\subset D$. Далее процедуру ветвления можно применить к подзадачам с допустимыми множествами D_i, затем к задачам, полученным в

результате этого ветвления и т.п. Чтобы ускорить поиск решения, избежав перебора «неперспективных» вариантов, используются два типа оценок: нижние границы для значений целевой функции на подмножествах допустимых решений и верхние границы для оптимального значения целевой функции. Наилучшее из имеющихся допустимых решений принято называть рекордным, а его значение – рекордом. На основе полученных оценок осуществляется так называемый исключающий тест, который проводит отсеивание подмножеств, не содержащих оптимальных решений. На практике часто исключают подмножества, которые не содержат решений лучших, чем те, что уже найдены.

В данном методе на каждой итерации алгоритма происходит работа с некоторым подмножеством концевых вершин дерева поиска. Это множество называется списком задач–кандидатов или задач для ветвления. Задача решена, если список задач–кандидатов пуст, т.е. если все они отсеяны по правилам исключающего теста. Алгоритм ветвей и границ можно также остановить до его завершения, используя рекордное значение в качестве приближенного решения задачи на k-й итерации.

Более подробное описание метода ветвей и границ приведено в [11].

Синтаксис функции bintprog. Обращение к процедуре *bintprog* может осуществлятся нескольскими способами:

```
x = bintprog(f),
x = bintprog(f,A,b),
x = bintprog(f,A,b,Aeq,beq),
x = bintprog(f,A,b,Aeq,beq,x0),
x = bintprog(f,A,b,Aeq,beq,x0,options),
x = bintprog(problem),
[x,fval] = bintprog(...),
[x,fval,exitflag] = bintprog(...),
[x,fval,exitflag,output] = bintprog(...).
```

При обращении к данной процедуре очень важен порядок входных параметров. Чтобы включить последующий параметр, но при этом пропустить предыдущий, нужно на место пропущенного параметра вставить пустой массив []. Вектор ‘x0’ является необязательным и задает начальную точку при оптимизации, ‘options’ – это структура, которая определяет детали метода оптимизации. Ее также можно игнорировать.

Выходные параметры включают в себя решение (x), полученное значение функции (fval), флаг–индикатор завершения работы программы (exitflag), детали о завершении программы (output). Индикатор exitflag принимает несколько значений. Наиболее информативными являются:

1 – решение прошло успешно, найдено оптимальное решение;

0 – число итераций превысило допустимое;

–2 – задача неразрешима (ограничения противоречивы);

–5 – время поиска превысило допустимое (по умолчанию 7200 с).

Ниже приведены варианты вызова программы.

1. $[x, fval] = bintprog(f)$ решает задачу целочисленного линейного программирования безусловной минимизации $\min \mathbf{f}^T \cdot \mathbf{x}$, где $\mathbf{x}$ – вектор оптимальных значений, fval – минимальное значение целевой функции.

2. $[x, fval] = bintprog(f, A, b)$ решает задачу $\min \mathbf{f}^T \cdot \mathbf{x}$ при ограничениях $\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} \le \mathbf{b}$.

3. $[x, fval] = bintprog(f, A, b, A_{eq}, b_{eq})$ решает предыдущую задачу при дополнительных ограничениях в виде равенств $\mathbf{A_{eq}} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{b_{eq}}$.

5. Результаты численных расчетов

Пример 1. В качестве тестового примера рассмотрена сеть, топология которой приведена на рис. 3 с матрицей совместимости **D** (рис. 3b). Как следует из вида матрицы **C**, максимальная степень узла $\Delta(\mathbf{C}) = \max\limits_{i \in V} \deg(i) = 3$ и в соответствии с (9) получаем, что длина кадра $M \ge \Delta(\mathbf{C}) + 1 = 4$. При обращении к программе начальные данные выбирались следующими: число узлов $N = 5$, первоначальное значение числа слотов в кадре (красок) $h = 5$, число ребер в графе $|E| = 8$. Оптимизационная задача использовала $(N+1)h = 30$ независимых переменных, $|V| = N = 5$ ограничений типа равенств и $|E| \cdot h = 8 \cdot 5 = 40$ ограничений типа неравенств.

При любом начальном задании числа слотов (красок) больших или равных четырем получаем, что минимальное число временных слотов fval = 4, exitflag = 1, output = iterations: 145, time: 0.4992 с на процессоре Intel(R) 1.86 Ггц, nodes: 23. Матрица расписаний **T**, получаемая из вектора решений **x** с помощью процедуры reshape(x,n,h), имеет вид

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \qquad (19)$$

где строки соответствуют временным слотам, а столбцы – узлам. На рис. 5 матрица расписания представлена для наглядности в виде таблицы.

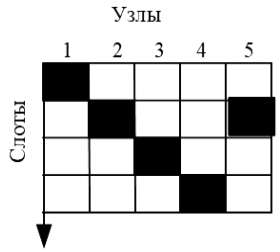


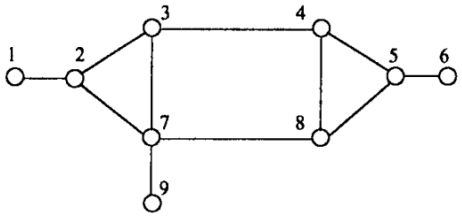
Рис. 5. Таблица расписаний

Если первоначальное задание числа слотов меньше четырех, то происходит прерывание, и выдается сообщение «exitflag = –2 The problem is infeasible» (задача не имеет решения). Из вида матрицы расписаний (19) следует, что выдается только одно оптимальное решение, соответствующее рис. 3е, и полученное оптимальное значение числа слотов (красок) равно нижней границе 4. Глобальный для всей сети средний коэффициент использования канала, вычисляемый согласно (5), равен для тривиального решения $\rho = \sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M} t_{ij} / (NM) = 5/25 = 0.2$ и $\rho = 5/20 = 0.25$ для оптимального расписания. Таким образом, в результате оптимизации расписания достигается выигрыш как по времени, так и по коэффициенту использовании канала. При этом выигрыш по времени и коэффициенту использования канала составил 1.25 раза.

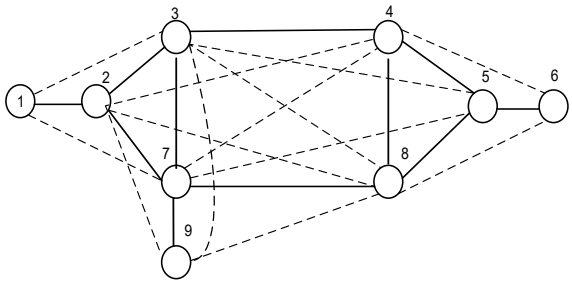
Пример 2. В качестве второго примера рассмотрим топологию сети (рис. 6) из [2], где добавленные пунктирные линии соответствуют вторичным конфликтам.

Для данного примера матрицы **C** и **D** можно представить следующим образом:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0&1&0&0&0&0&0&0&0 \\ 1&0&1&0&0&0&1&0&0 \\ 0&1&0&1&0&0&1&0&0 \\ 0&0&1&0&1&0&0&1&0 \\ 0&0&0&1&0&1&0&1&0 \\ 0&0&0&0&1&0&0&0&0 \\ 0&1&1&0&0&0&0&1&1 \\ 0&0&0&1&1&0&1&0&0 \\ 0&0&0&0&0&0&1&0&0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0&1&1&0&0&0&1&0&0 \\ 1&0&1&1&0&0&1&1&0 \\ 1&1&0&1&1&0&1&1&1 \\ 0&1&1&0&1&1&1&1&0 \\ 0&0&1&1&0&1&1&1&0 \\ 0&0&0&1&1&0&0&1&0 \\ 1&1&1&1&1&0&0&1&1 \\ 0&1&1&1&1&1&1&0&1 \\ 0&1&1&0&0&0&1&1&0 \end{bmatrix}. \qquad (20)$$



а)



б)

Рис. 6. Пример топологии сети: а – с учетом только первичных конфликтов, б – учитываются оба вида конфликтов

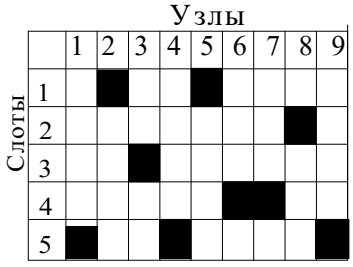
Для *примера 2* начальные данные выбирались следующими: число узлов $N = 9$, первоначальное значение числа слотов в кадре (красок) h=6, число ребер в графе с учетом вторичных конфликтов (рис. 6б) $|E| = 23$. В этом случае оптимизационная задача (10)–(12) содержит $(N+1)h = 60$ независимых переменных, $|V| = N = 9$ ограничений типа равенств (11) и $|E| \cdot h = 23 \cdot 6 = 138$ ограничений типа неравенств (12). Кроме этого, требуется память для матрицы **A** размерности $(|E| \cdot h) \times [(N+1) \cdot h] = 138 \times 60$ и матрица $\mathbf{A}_{\mathbf{eq}}$ размерности 9×60.

В результате работы программы получены следующие результаты: exitflag = 1, output = iterations: 102309, nodes: 3424, time: 2.3898e + 03, algorithm: 'LP-based branch-and-bound', message: 'Optimization terminated'. Отсюда следует, что оптимизация прошла успешно, минимальное число слотов в кадре равно 5, что согласно (9) совпадает с нижней границей для длины кадра. Число итераций равно 192309, а число просмотренных узлов – 3424, время работы программы составляет 2389 с (около 40 мин.) на процессоре Intel(R) 1.86 Ггц. Матрица оптимального расписания имеет вид

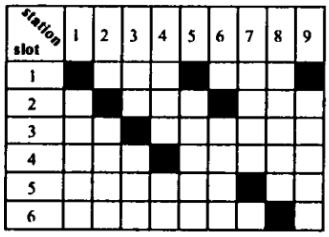
$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0&1&0&0&1&0&0&0&0&0 \\ 0&0&0&0&0&0&0&1&0 \\ 0&0&1&0&0&0&0&0&0 \\ 0&0&0&0&0&1&1&0&0 \\ 1&0&0&1&0&0&0&0&1 \\ 0&0&0&0&0&0&0&0&0 \end{bmatrix}. \qquad (21)$$

Для сравнения полученного оптимального решения с результатами работы [2], где указанная задача была решена алгоритмом имитации отжига, представим матрицу расписания в виде таблицы (Рис. 7). Как следует из результатов, оба алгоритма назначают одинаковые слоты узлам, разнесенным более чем на два скачка. В обоих примерах метод ветвей и границ нашел минимальное число слотов, которое совпадает с нижней границей. Однако приведенный в [2] алгоритм имитации отжига не нашел оптимального решения, так как он остановился на шести временных слотах в одном TDMA кадре.

Таким образом, по сравнению с тривиальным решением, когда каждому узлу назначается один временной слот, при оптимизации достигается выигрыш во времени, равный $\rho_t = 9/5 = 1.8$ раза. Глобальный средний коэффициент использования канала вычисляется в соответствии с (5) и для тривиального решения равен $\rho = \sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M} t_{ij} / (NM) = 9/81 = 1/9$, а для оптимального расписания $\rho = 9/45 = 1/5$. Следовательно, за счет оптимизации расписания глобальный средний коэффициент использования канала можно увеличить также в 1.8 раза.



(а)



(б)

Рис. 7. Таблицы расписаний: (а) – метод ветвей и границ, (б) – имитация отжига [2]

Выводы

1. Задачу составления бесконфликтного оптимального расписания, минимизирующего длину TDMA цикла, можно свести к задаче бинарного линейного программирования.

2. После приведения к каноническому виду задачу бинарного линейного программирования можно решить алгоритмом ветвей и границ с использованием встроенных в среду MatLab программ, например, bintprog.

3. Численные расчеты, проведенные на тестовых примерах для числа узлов в сети $N = 5$ и $N = 9$, показывают, что выигрыш от применения оптимального расписания возрастает с ростом числа узлов. Например, для $N = 5$ он составляет 1.25 раза, а для $N = 9$ равен 1.8 раз.

4. Так как задача раскраски вершин графа относится к классу NP-полных (не разрешимых за полиномиальное время), то с ростом числа узлов и ребер графа время существенно возрастает. Например, для первого примера оно равно 0.4992 с, а для второго – 2389.8 с, т.е. практически на три порядка выше. Кроме этого, учет вто-

ричных конфликтов приводит к существенному увеличению ребер в графе, что в свою очередь ведет к увеличению числа неравенств в задаче.

Список источников

1. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.*. Анализ эффективности протоколов TDMA с приоритетами и резервированием // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 1. С. 18–31.

2. *Wang G., Ansari N.* Optimal broadcast scheduling in packet radio networks using mean field annealing // IEEE J. Sel. Areas Commun. 1997. Vol. 15, No. 2. Pp. 250–260.

3. *Salcedo-Sanz S., Bousono Calzon C., Figueiras-Vidal A.* A mixed neural-genetic algorithm for the broadcast scheduling problem // IEEE Trans. Wireless Commun. 2003. Vol. 2, No. 2. Pp. 277–283.

4. *Christy Jackson J., Rekha D., Vijayakumar V., Surya Prasath V.* Broadcast Scheduling Problem in VANETS: A Discrete Genetic Algorithm Approach // International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE). 2019. Vol. 7, Iss. 6S2. Pp. 360–366.

5. *Саймон Д.* Алгоритмы эволюционной оптимизации. М.: ДМК Пресс, 2020. 940 с.

6. *Wang L., Shi H.* A Gradual Noisy Chaotic Neural Network for Solving the Broadcast Scheduling Problem in Packet Radio Networks // IEEE Transactions on Neural Networks. 2006. Vol. 17, No. 4. Pp. 989–1000.

7. *Holečko P., Pirník R., Bubeníková E.* Optimization of Channel Access in Wireless Sensor Networks // Archives of Transport System Telematics. 2012. Vol. 5, No 3. Pp. 32–34.

8. *Menon S.* A Sequential Approach for Optimal Broadcast Scheduling in Packet Radio Networks // IEEE Trans. on Commun. 2009. Vol. 57, No. 3. Pp. 764–770.

9. *Комоско Л.Ф. Бацын М.В.* Быстрый алгоритм для решения задачи о раскраске графа с использованием битовых операций // Труды 38-й конференции «Информационные технологии и системы – 2014». С. 432–437.

10. *Alane Marie de Lima, Renato Carmo.* Exact Algorithms for the Graph Coloring Problem // Revista de Informática Teórica e Aplicada (RITA). 2018. Vol. 25, No. 4. Pp. 57–73.

11. *Тюхтина А.А*. Методы дискретной оптимизации. Часть 1: учебно-методическое пособие. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2014. 62 с.

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 13.09.2023
Одобрена после рецензирования 21.09.2023
Принята к публикации 26.09.2023

The article was submitted 13.09.2023
Approved after reviewing 21.09.2023
Accepted for publication 26.09.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 19–27. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 19–27. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Многоканальный обнаружитель шумоподобного сигнала с принятием решения по максимальному сигналу при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале

Юрий Викторович Сидоров[1], Виктор Иванович Шестопалов[2], Андрей Иванович Мордовин[3]
[1-3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]yu.v.sidorov@sozvezdie.su, [2]v.i.shestopalov@sozvezdie.su, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Аннотация. *Проведен анализ работы многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале для алгоритма обнаружения с принятием решения по максимальному сигналу. Получена оценка помехоустойчивости обнаружения при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале для анализатора спектра, выполненного в виде набора параллельных фильтров.*

Ключевые слова: *многоканальный приемник, обнаружение шумоподобного сигнала, алгоритмы контрольных проверок, распределения Релея и Райса, эффект Доплера.*

Multichannel noise-like signal detector with decision-making based on the maximum signal in the presence of Doppler effect in the received signal

Yury V. Sidorov[1], Victor I. Shestopalov[2], Andrey I. Mordovin[3]
[1-3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]yu.v.sidorov@sozvezdie.su, [2]v.i.shestopalov@sozvezdie.su, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Abstract. *The analysis of a multi-channel noise-like signal detector in the presence of Doppler effect in the received signal for a detection algorithm with decision-making based on the maximum signal is carried out. Noise immunity estimate of detection in the presence of Doppler effect in the received signal for a spectrum analyzer designed as a set of parallel filters is obtained.*

Keywords: *multichannel receiver, noise-like signal detection, control check algorithms, Rayleigh and Rice distributions, Doppler effect.*

Системы связи, реализованные на радиолинии с шумоподобными сигналами, занимают особое место среди современных систем связи, что обусловлено их свойствами. Во-первых, они обеспечивают кодовое разделение каналов при работе в общей полосе частот; во-вторых, обеспечивают высокую помехозащищенность при действии помех. В радиолиниях широкое распространение получили шумоподобные сигналы (ШПС) прямого расширения спектра с фазовой манипуляцией на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП) [1–4]. Выделение информации в радиолинии с ШПС сигналом возможно при взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры [5]. Для обеспечения синхронизации передающей и приемной аппаратуры передается синхросигнал в суммарном ШПС сигнале. Взаимная синхронизация между приходящим от передатчика ШПС сигналом и опорным сигналом от генератора ПСП в приемном устройстве происходит в режиме обнаружения, после чего проводится синхронизация фазы приходящего сигнала, и осуществляется выделение приходящей информации. Так как синхронизация фазы приходящего сигнала осуществляется после устранения временной неопределенности между приходящим от передатчика ШПС сигналом и опорным сигналом от генератора ПСП в приемном устройстве, то процесс обнаружения ШПС сигнала осуществляется в некогерентном режиме.

© Сидоров Ю.В., Шестопалов В.И., Мордовин А.И., 2023

С целью ускорения обнаружения ШПС сигнала применяют многоканальную схему обнаружителя.

В системах спутниковой связи, использующих ШПС сигнал, большое влияние на синхронизацию оказывает эффект Доплера. Например, для спутника, движущегося со скоростью 8 км/с и излучающего сигнал на частоте 1,5 ГГц, доплеровский сдвиг частоты может составлять ±40 кГц. Следовательно, при установлении синхронизации в таких системах связи необходимо применять методы компенсации эффекта Доплера.

Одним из методов является анализ спектра сигнала группой параллельных фильтров в заданном интервале изменения частоты. Возможный вариант многоканального обнаружителя ШПС с анализатором спектра в виде N узкополосных параллельных фильтров с прилегающими частотными характеристиками представлен на рис. 1.

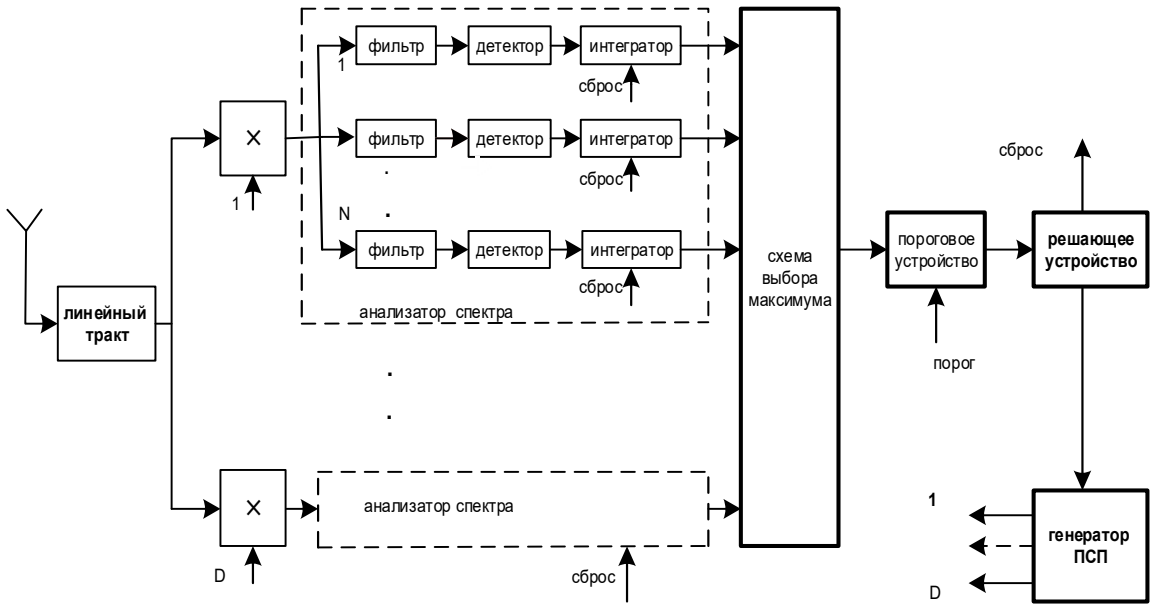


Рис. 1. Схема многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале

Анализ проводится для ШПС сигнала со следующими параметрами: T – период длительности псевдослучайной последовательности (ПСП); τ – длительность элементарного импульса ПСП; $T/\tau = B$ – число элементарных импульсов в периоде ПСП, которые характеризуются как база сигнала ШПС. Представленное на рис. 1 многоканальное приемное устройство в режиме обнаружения работает следующим образом.

Проходя через линейный тракт, принятый сигнал поступает на D входов корреляционных каналов. В корреляционных каналах приходящий сигнал умножается на опорные копии, которые поступают с D выходов генератора ПСП и сдвинуты друг относительно друга на величину длительности элементарного импульса ПСП τ. С выхода умножителя сигнал поступает на анализаторы спектра, выполненные в виде группы из N параллельных каналов. Каждый канал состоит из узкополосного фильтра, детектора и интегратора со сбросом, которые соединены последовательно. При этом фильтры каналов имеют прилегающие частотные характеристики с полосой $\Delta f = 1/2T$, а время накопления в интеграторе равно T. Сигналы с DN выходов интеграторов поступают на схему выбора максимального сигнала, с выхода которой максимальный сигнал подается на пороговое устройство, где принимается решение о превышении порога максимальным сигналом. Сигнал с выхода порогового устройства поступает на вход решающего устройства,

где в конце периода T принимается решение о сдвиге опорных копий генератора ПСП на $D\tau$ периодов в случае отсутствия сигнала на выходе порогового устройства. При наличии сигнала на выходе порогового устройства решающая схема останавливает перестройку копий генератора ПСП и проводит дополнительные контрольные проверки, длительность которых определяется выбранным алгоритмом. В качестве алгоритма проверки будем использовать факт наличия превышения порога максимальным сигналом на k подряд интервалах длительностью T на выходе порогового устройства. На основании контрольных проверок принимается окончательное решение об обнаружении сигнала.

Будем считать, что сигналы на выходах интеграторов статистически независимы. Тогда имеем DN независимых случайных величин $X_1, X_2, ...X_{DN}$ с плотностями распределения $W_1(x_1), W_2(x_2), ...W_{DN}(x_{DN})$. Функция распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, ..., X_{DN}\}$ имеет вид [6]

$$F_z(x) = \prod_{i=1}^{DN} F_i(x), \qquad (1)$$

где $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i)\,dy_i$.

Плотность распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, ..., X_{DN}\}$ получается дифференцированием функции распределения $F_z(x)$ и имеет вид [6]

$$W_z(x) = \sum_{j=1}^{DN} \frac{W_j(x)}{F_j(x)} \prod_{i=1}^{DN} F_i(x). \qquad (2)$$

Для DN каналов с шумом и без сигнала плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид

$$W_z^1(x) = DW_1(x) F_1^{DN-1}(x), \qquad (3)$$

где W_1 – плотность распределения шума на выходе интегратора.

Для случая ($DN-1$) каналов с шумом и одним каналом с сигналом плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид

$$W_z^2(x) = (DN-1) W_1(x) F_1^{DN-2}(x) F_2(x) + F_1^{DN-1}(x) W_2(x), \qquad (4)$$

где W_2 – плотность распределения смеси сигнала и шума на выходе интегратора.

Вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства [7], с учетом плотности распределения выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражением (3), можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x)\,dx = \int_{\eta}^{\infty} DNW_1(x) F_1^{DN-1}(x)\,dx, \qquad (5)$$

где η – порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги.

Вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии на выходе порогового устройства, с учетом плотности распределения выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражением (4), можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = \int_0^{\eta} W_z^2(x)\,dx = \int_0^{\eta} (DN-1) W_1(x) F_1^{DN-2}(x) F_2(x)\,dx + \int_0^{\eta} F_1^{DN-1}(x) W_2(x)\,dx. \qquad (6)$$

За полный цикл проверки всех N точек неопределенности ШПС сигнала вероятность ложной тревоги можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^{B/D}. \qquad (7)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона [5]

$$(1-H)^L = \sum_{\gamma=0}^{L} (-1)^{\gamma} C_L^{\gamma} H^{\gamma} \approx 1 - LH \qquad (8)$$

вероятность ложной тревоги за полный цикл проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^{B/D} \approx \frac{B}{D} P_{\text{ЛТМ}}. \qquad (9)$$

В качестве алгоритма проверки будем использовать факт наличия превышения порога

максимальным сигналом на k подряд интервалах длительностью T на выходе порогового устройства. Тогда вероятность ложной тревоги за полный цикл с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}} = \left[-\left(1 - P_{\text{ЛТМ}}\right)^{B/D} 1 \right] P_{\text{ЛТМ}}^{k} \approx \frac{B}{D} P_{\text{ЛТМ}}^{k+1}. \quad (10)$$

Вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки, можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}} = 1 - \left(1 - P_{\text{ПРМ}}\right)^{k+1} \approx \left(k+1\right) P_{\text{ПРМ}}. \quad (11)$$

При отсутствии на входе полезного сигнала полный цикл времени проверки всех точек неопределенности ШПС сигнала с учетом многоканальности и перестройки генератора ПСП с шагом $D\tau$ можно представить в виде

$$T_{\text{Ц}} = \frac{B}{D} T + \Delta, \quad (12)$$

где Δ – время контрольных проверок.

Время контрольных проверок можно представить в виде $\Delta = \frac{B}{D} P_{\text{ЛТМ}} kT$, тогда полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет вид

$$T_{\text{Ц}} = \frac{B}{D} T + \frac{B}{D} P_{\text{ЛТМ}} kT. \quad (13)$$

Вероятность ложной тревоги для приемного устройства задается в виде вероятности ложной тревоги за час работы ($P_{\text{ЛТЧ}}$) приемного устройства в режиме обнаружения сигнала. Вероятность ложной тревоги за час работы можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЧ}} = 1 - \left(1 - P_{\text{ЛТЦК}}\right)^{M} \approx M P_{\text{ЛТЦК}}, \quad (14)$$

где $M = \frac{3600}{T_{\text{Ц}}}$.

Учитывая малое значение величины $\frac{B}{D} P_{\text{ЛТМ}}$, выражение (13) можно представить в виде

$$T_{\text{Ц}} = \frac{B}{D} T + B P_{\text{ЛТМ}} kT \approx \frac{B}{D} T. \quad (15)$$

Тогда с учетом (14) и (15) величину $P_{\text{ЛТЦК}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}} = \frac{P_{\text{ЛТЧ}} TB}{3600 D}. \quad (16)$$

Вероятность ложной тревоги при выборе максимума $P_{\text{ЛТМ}}$ с учетом (10) и (16) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}} T}{3600} \right)^{\frac{1}{k+1}}. \quad (17)$$

При наличии только шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора каждого канала определяется законом Релея [7]

$$W_1(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2} \right), \quad (18)$$

где σ^2 – дисперсия шума.

Так как $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i)\, dy_i$, то с учетом (18) будем иметь

$$F_1^{DN-1}(x) = \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right) dy \right]^{DN-1} =$$

$$= \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^{v} \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2} \right). \quad (19)$$

С учетом выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражениями (5) и (19), вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x)\, dx = \int_{\eta}^{\infty} DN W_1(x) F_1^{DN-1}(x)\, dx =$$

$$= \int_{\eta}^{\infty} DN \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2} \right) \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^{v} \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2} \right) dx =$$

$$= \sum_{k=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^{v} DN \int_{\eta}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2\sigma^2} \right) dx. \quad (20)$$

Проведем замену $y=\frac{x}{\sigma}$ $\sigma dy=dx$ $\eta_{\text{н}}=\frac{\eta}{\sigma}$ (нормированный порог) и используем только первые члены сумм; тогда получим

$$P_{\text{ЛТМ}}=\int\limits_{\eta_{\text{н}}}^{\infty} DNy\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)\sum_{v=0}^{DN-1}(-1)^v C_{ND-1}^v\exp\left(-\frac{vy^2}{2}\right)dy=\sum_{v=0}^{DN-1}(-1)^v C_{DN-1}^v DN\int\limits_{\eta_{\text{н}}}^{\infty} y\exp\left(-\frac{(v+1)y^2}{2}\right)dy=$$

$$=\sum_{v=0}^{DN-1}(-1)^v C_{ND-1}^v\frac{DN}{v+1}\exp\left(-\frac{(v+1)\eta_{\text{н}}^2}{2}\right)\approx DN\exp\left(-\frac{\eta_{\text{н}}^2}{2}\right). \qquad (21)$$

Из выражения (21) с учетом (17) после преобразований получим

$$\eta_{\text{н}}=\sqrt{-2\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТМ}}}{DN}\right)}=$$

$$=\sqrt{2(\ln DN)-\frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}. \qquad (22)$$

При наличии сигнала и шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора определяется законом Райса [7]:

$$W_2(x)=\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right), \qquad (23)$$

где σ^2 и A – соответственно дисперсия шума и амплитуда сигнала;

$I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого прядка.

Так как $F_i(x)=\int\limits_0^x W_i(y_i)dy_i$, то с учетом (18) и (23) будем иметь

$$F_1^{DN-1}(x)=\left[\int\limits_0^x\frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{DN-1}=$$

$$=\sum_{v=0}^{DN-1}(-1)^v C_{DN-1}^v\exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right),$$

$$F_1^{DN-2}(x)=\left[\int\limits_0^x\frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{DN-2}=$$

$$=\sum_{v=0}^{DN-2}(-1)^v C_{DN-2}^v\exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right), \qquad (24)$$

$$F_2(x)=\int\limits_0^x W_2(y)dy=$$

$$=\int\limits_o^x\frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{yA}{\sigma^2}\right)dy.$$

С учетом выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражениями (6), (22) и (24), вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии на выходе порогового устройства можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}}=\int\limits_0^{\eta} W_z^2(x)dx=\int\limits_0^{\eta}(DN-1)W_1(x)F_1^{DN-2}(x)F_2(x)dx+\int\limits_0^{\eta}F_1^{DN-1}(x)W_2(x)dx=$$

$$=\int\limits_0^{\sqrt{2\ln DN-\frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}(DN-1)x\sum_{v=0}^{DN-2}(-1)^v C_{DN-2}^v\exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx+$$

$$+\int\limits_0^{\sqrt{2\ln DN-\frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}\sum_{v=0}^{DN-1}(-1)^v C_{DN-1}^v\exp\left(-\frac{vx^2}{2}\right)x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx, \qquad (25)$$

где $h^2 = \dfrac{A^2}{2\sigma^2}$ – отношение сигнал/шум.

Для упрощения выражения (25) используем только первые члены сумм, тогда выражение примет вид

$$P_{\text{ПРМ}} = (DN-1)\int\limits_0^{\sqrt{2\ln DN - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx +$$

$$+\int\limits_0^{\sqrt{2\ln DN - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \qquad (26)$$

Учитывая (11) и (26), получим окончательное выражение для вероятности пропуска ШПС сигнала для рассматриваемого алгоритма контрольной проверки при совпадении приходящего сигнала с опорной копией:

$$P_{\text{ПРМК}} = (k+1)(DN-1)\int\limits_0^{\sqrt{2\ln DN - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx +$$

$$+(k+1)\int\limits_0^{\sqrt{2\ln DN - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \qquad (27)$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\dfrac{1}{T}$. Для наглядности полученного результата по выражению (27) проведены расчеты, которые представлены в табл. 1–3 и на рис. 2–4 при различных значениях параметров.

Таблица 1

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения), $N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1;\ 3;\ 5$ и $T = \dfrac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	D = 1 N = 1					
	$P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$			$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$		
	k = 1	k = 3	k = 5	k = 1	k = 3	k = 5
$P_{\text{ПРК}} = 10^{-1}$	$h^2 = 12{,}52$	$h^2 = 11{,}02$	$h^2 = 10{,}11$	$h^2 = 13{,}85$	$h^2 = 12{,}01$	$h^2 = 11{,}12$
$P_{\text{ПРК}} = 10^{-2}$	$h^2 = 13{,}84$	$h^2 = 12{,}24$	$h^2 = 11{,}68$	$h^2 = 14{,}93$	$h^2 = 13{,}18$	$h^2 = 12{,}38$
$P_{\text{ПРК}} = 10^{-3}$	$h^2 = 14{,}65$	$h^2 = 13{,}18$	$h^2 = 12{,}43$	$h^2 = 15{,}62$	$h^2 = 14{,}08$	$h^2 = 13{,}24$

Таблица 2

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1;\ 3;\ 5$ и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	D=10 N=1					
	$P_{\text{лтч}} = 10^{-2}$			$P_{\text{лтч}} = 10^{-6}$		
	k = 1	k = 3	k = 5	k = 1	k = 3	k = 5
$P_{\text{прк}} = 10^{-1}$	$h^2 = 13{,}26$	$h^2 = 12{,}08$	$h^2 = 11{,}67$	$h^2 = 14{,}2$	$h^2 = 12{,}97$	$h^2 = 12{,}15$
$P_{\text{прк}} = 10^{-2}$	$h^2 = 14{,}32$	$h^2 = 13{,}18$	$h^2 = 12{,}84$	$h^2 = 15{,}28$	$h^2 = 14{,}02$	$h^2 = 13{,}35$
$P_{\text{прк}} = 10^{-3}$	$h^2 = 15{,}17$	$h^2 = 14{,}07$	$h^2 = 13{,}69$	$h^2 = 16{,}07$	$h^2 = 14{,}81$	$h^2 = 14{,}1$

Таблица 3

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 20$ (характеристика анализатора спектра), $k = 1;\ 3;\ 5$ и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	D = 10 N = 20					
	$P_{\text{лтч}} = 10^{-2}$			$P_{\text{лтч}} = 10^{-6}$		
	k = 1	k = 3	k = 5	k = 1	k = 3	k = 5
$P_{\text{прк}} = 10^{-1}$	$h^2 = 14{,}0$	$h^2 = 13{,}15$	$h^2 = 13{,}0$	$h^2 = 14{,}94$	$h^2 = 13{,}7$	$h^2 = 13{,}32$
$P_{\text{прк}} = 10^{-2}$	$h^2 = 15{,}02$	$h^2 = 14{,}18$	$h^2 = 13{,}97$	$h^2 = 15{,}9$	$h^2 = 14{,}82$	$h^2 = 14{,}25$
$P_{\text{прк}} = 10^{-3}$	$h^2 = 15{,}78$	$h^2 = 14{,}95$	$h^2 = 14{,}59$	$h^2 = 16{,}48$	$h^2 = 15{,}43$	$h^2 = 15{,}02$

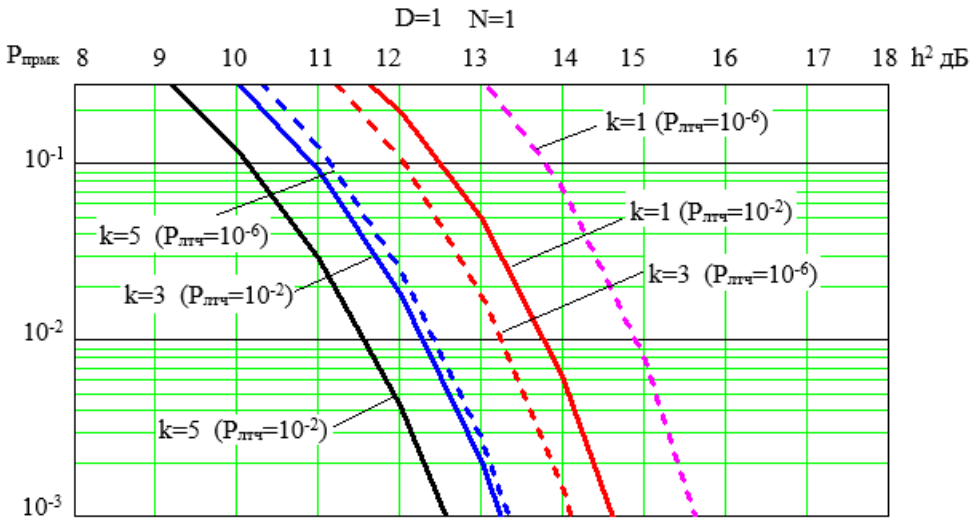


Рис. 2. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения), $N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1;\ 3;\ 5$ и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

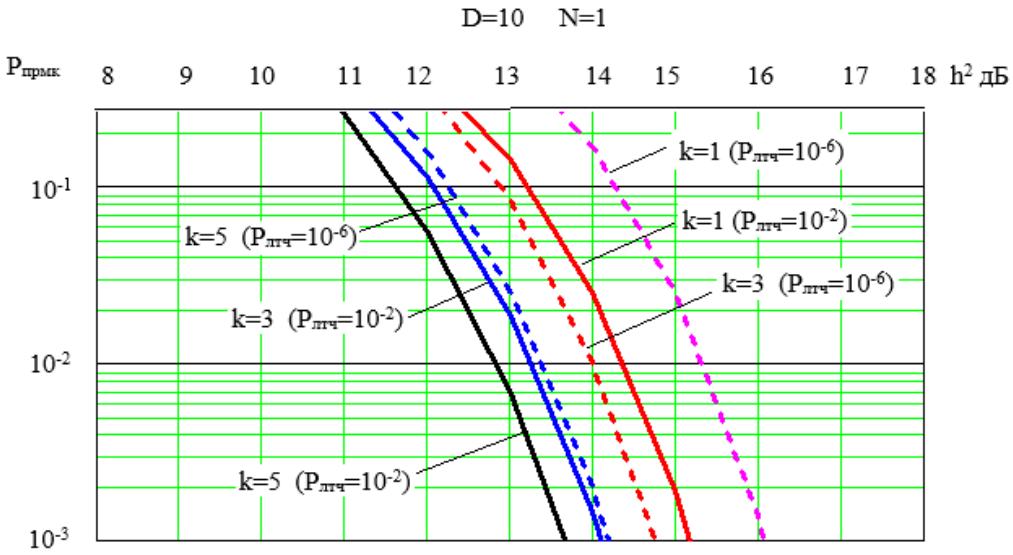


Рис. 3. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1;\ 3;\ 5$ и $T = \dfrac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

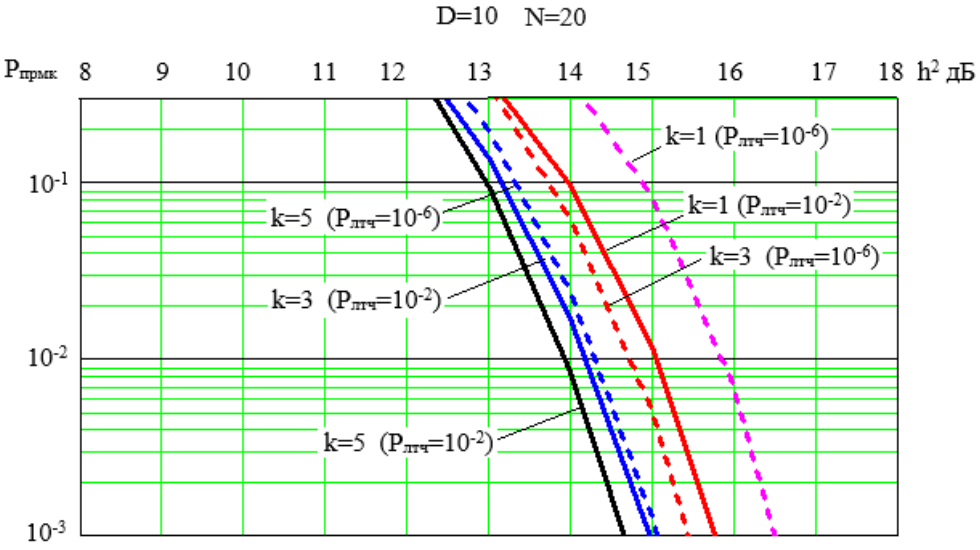


Рис. 4. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 20$ (характеристика анализатора спектра), $k = 1;\ 3;\ 5$ и $T = \dfrac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

При рассмотрении результатов расчета, представленных в табл. 1–3 и на рис. 2–4, видно:

– введение контрольных проверок по рассмотренным алгоритмам повышает помехоустойчивость обнаружения;

– при алгоритме контрольной проверки $k = 5$ по отношению к алгоритму контрольной проверки $k = 1$ в одноканальном режиме обнаружения выигрыш по помехоустойчивости составляет **2,16–2,55 дБ** для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$

и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-2}$, а для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-3}$ получается **2,22–2,38 дБ** при скорости передачи информации 1000 бит/с;

– при алгоритме контрольной проверки $k = 5$ по отношению к алгоритму контрольной проверки $k = 1$ в многоканальном режиме обнаружения ($D = 10$) и при отсутствии эффекта Доплера выигрыш по помехоустойчивости составляет **1,48–1,93 дБ** для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-2}$, а для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-3}$ получается **1,48–2,06 дБ** при скорости передачи информации 1000 бит/с;

– при алгоритме контрольной проверки $k = 5$ по отношению к алгоритму контрольной проверки $k = 1$ в многоканальном режиме обнаружения ($D = 10$) и при наличии эффекта Доплера ($N = 20$) выигрыш по помехоустойчивости составляет **1,05–1,65 дБ** для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-2}$, а для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-3}$ получается **1,18–1,46 дБ** при скорости передачи информации 1000 бит/с.

Выводы

Многоканальный режим обнаружения с принятием решения по максимальному сигналу при 10 каналах обеспечивает сокращение времени обнаружения в 10 раз. При переходе от одноканального режима обнаружения к многоканальному при 10 каналах и отсутствии эффекта Доплера наблюдается ухудшение помехоустойчивости обнаружения и при $k = 5$ на 0,86–1,26 дБ. При переходе с одноканального режима обнаружения к многоканальному при 10 каналах и наличии эффекта Доплера ($N = 20$), наблюдается ухудшение помехоустойчивости обнаружения и при $k = 5$ на 1,78–2,29 дБ.

Список источников

1. *Тузов Г.И.* Статистическая теория приема сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1977. 400 с.

2. Адресные системы управления и связи: вопросы синхронизации / Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1993. 378 с.

3. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.

4. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1985. 384 с.

5. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности / Под ред. В.И. Борисова. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

6. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.Ф.* Теория вероятностей. М.: Наука, 1973.

7. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.

Информация об авторах

Ю.В. Сидоров, д.т.н., руководитель программ
В.И. Шестопалов, к.т.н., руководитель проекта
А.И. Мордовин, начальник сектора

Information about the authors

Yu.V. Sidorov, D.Sc. in Engineering Sciences, Program Manager
V.I. Shestopalov, Ph.D. in Engineering Sciences, Project Manager
A.I. Mordovin, Head of Section

Статья поступила в редакцию 01.11.2023
Одобрена после рецензирования 08.11.2023
Принята к публикации 13.11.2023

The article was submitted 01.11.2023
Approved after reviewing 08.11.2023
Accepted for publication 13.11.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 28–35. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 28–35. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Оценка эффективности компенсатора ЧМШ сигнала, работающего в диапазоне частот навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем

В.А. Миронов[1], А.В. Коровин[2], А.А. Дисенов[3], Ю.С. Левицкая[4]
[1,3,4]Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]htotam2005@yandex.ru, [2]levitskaya-julia@mail.ru

Аннотация. *В интересах повышения помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей при воздействии источника ЧМШ сигнала разработана модель оценки мгновенных параметров ЧМШ сигнала, воздействующего на приемник ГНСС. Получено время накопления компенсатором ЧМШ сигнала для наибольшей его компенсации. Рассмотрена эффективность компенсатора ЧМШ сигнала при обнаружении полезного сигнала по показателю дальности ЭМС источника ЧМШ сигнала и АП ГЛОНАСС в зависимости от различного времени накопления в компенсаторе входного сигнала и при различной мощности излучения ЧМШ сигнала.*

Ключевые слова: *навигационная аппаратура потребителей, помехоустойчивость, компенсация, оптимальная оценка параметров.*

Efficiency assessment of frequency-modulated noise signal compensator operating in the frequency range of consumer navigation equipment of global navigation satellite systems

V.A. Mironov[1], A.V. Korovin[2], A.A. Disenov[3], Yu.S. Levitskaya[4]
[1,2,4]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2]htotam2005@yandex.ru, [4]levitskaya-julia@mail.ru

Abstract. *In order to increase the noise immunity of consumer navigation equipment when exposed to a source of frequency-modulated noise signal, a model for estimating the instantaneous parameters of a frequency-modulated noise signal affecting the receiver of a global navigation satellite system was developed. For the compensator frequency-modulated noise signal accumulation time to provide its greatest compensation was obtained. The effectiveness of a frequency-modulated noise signal compensator in detecting a useful signal is considered in terms of electromagnetic compatibility range of frequency-modulated noise signal source and GLONASS consumer equipment, depending on different times of input signal accumulation in the compensator and at different radiation powers of the frequency-modulated noise signal.*

Keywords: *consumer navigation equipment, noise immunity, compensation, optimal parameter estimation.*

При работе аппаратуры потребителей (АП) глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) на точность навигационно-временного обеспечения могут влиять различные помехи, в том числе помехи, частотно-модулированные шумом (ЧМШ). В работе [1] синтезирован алгоритм компенсации помехи, который, в отличие от разработанных ранее [2, 3], позволяет компенсировать помеху с неизвестной структурой кода, и проведена оценка работы этого алгоритма при воздействии сигналоподобной помехи. Необходимо оценить эффективность такого компенсатора при воздействии на него ЧМШ сигнала, работающего в диапазоне частот навигационного сигнала, при различных мощностях излучения источника ЧМШ сигнала и при раз-

© Миронов В.А., Коровин А.В., Дисенов А.А., Левицкая Ю.С., 2023

личном времени накопления входного сигнала в компенсаторе.

Таким образом, целью настоящей работы является рациональная (по критерию минимизации уровня помехи на выходе компенсатора) компенсация ЧМШ сигнала при неизвестных его параметрах (фазы, частоты и амплитуды). Улучшая показатель эффективности компенсатора по показателю дальности обеспечения ЭМС источника ЧМШ сигнала и АП ГНСС по сравнению со случаем работы НАП ГНСС без компенсатора, возможно повысить точностные характеристики приемника, работающего в условиях воздействия источника ЧМШ сигнала.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи, используя методику оценки эффективности компенсатора [4]:

– доработать модель ЧМШ сигнала;

– разработать методику для рациональной компенсации ЧМШ сигнала;

– разработать способ и алгоритм оценки значения амплитуды, фазы и частоты ЧМШ сигнала;

– провести оценку эффективности компенсатора по показателю дальности обеспечения ЭМС источника ЧМШ сигнала и АП ГНСС;

– проанализировать полученные результаты.

Постановка задачи и исходные данные

Пусть на вход навигационного приемника, принимающего сигнал, действует ЧМШ сигнал в пределах частоты навигационного сигнала. Тогда сигнал на входе приемника выглядит следующим образом [2]:

$$y_{\text{ВХ}}(t) = S_{\text{C}}(t) + S_{\text{ЧМШ}}(t) + n(t), \qquad (1)$$

где $S_{\text{C}}(t)$ – полезный сигнал с фазовой манипуляцией, $S_{\text{ЧМШ}}(t)$ – ЧМШ сигнал; $n(t)$ – внутренний шум приемника, который полагается гауссовым с равномерной спектральной плотностью мощности N_0 в полосе пропускания $\Delta f_{\text{ПР}}$ высокочастотной части приемника.

Мощность внутреннего шума приемника аппаратуры потребителя имеет следующий вид:

$$P_{\text{Ш}} = N_0 \Delta f_{\text{ПР}} = kT\Delta f_{\text{ПР}}, \qquad (2)$$

где $k = 1{,}380649 \cdot 10^{-23}$ Дж×К$^{-1}$ – постоянная Больцмана, T – температура, °К .

Навигационный сигнал можно рассматривать как бинарный фазоманипулированный сигнал вида [2]

$$S_{\text{C}}(t) = A_{\text{C}} h_{\text{C}}(t) \sin\left(\left(\omega_{\text{C}} + \omega_{\text{СД}}\right)t - \varphi_{\text{C}}\right), \qquad (3)$$

где A_{C} – амплитуда полезного сигнала, ω_{C} – несущая частота сигнала, $\omega_{\text{СД}}$ – доплеровский сдвиг частоты сигнала с равномерным законом распределения (возьмем его на интервале от –800 до 800 Гц [2]); φ_{C} – начальная фаза с равномерным законом распределения на интервале $\left[\frac{-\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right]$; $h_{\text{C}}(t)$ – функция дальномерного кода навигационного сигнала.

Радионавигационный ЧМШ сигнал представляем в виде несущей, модулированной по частоте полосовым шумом с девиацией от 0.01 до 0.1 МГц. Так как код, моделирующий по частоте сигнал, нам неизвестен, для моделирования помехового сигнала необходимо сформировать шумовую последовательность, а затем осуществить модуляцию несущей по частоте этим полосовым шумом. При этом математическая модель такого помехового сигнала может быть представлена следующим выражением [5, 6]:

$$S_{\text{ЧМШ}}(t) = \\ = A_{\text{П}} \cos\left(2\pi f_0 t + \psi + \sum_{k=0}^{N-1} m \sin\left(2\pi F_k t + \varphi_k\right)\right), \qquad (4)$$

где $A_{\text{П}}$ – амплитуда ЧМШ сигнала, f_0 – несущая частота ЧМШ сигнала, ψ – фазовый сдвиг ЧМШ сигнала; F_k, φ_k – частотный и фазовый сдвиг k-й гармоники модулирующего шума; N – количество моделируемых гармонических составляющих в шуме; m – индекс частотной модуляции, вычисляемый по формуле

$$m = a\frac{Um_k + dU_k}{F_k}, \qquad (5)$$

где a – некоторый параметр, характеризующий нелинейный элемент модулятора; Um_k, dU_k – амплитуды гармонических составляющих шума и их флуктуации. Амплитуда, несущая частота и фаза помехового сигнала неизвестны на всем интервале наблюдения.

Таким образом, имея на входе приемника сигнал (1), необходимо принять решение о наличии (отсутствии) навигационного полезного сигнала в условиях воздействия мощного ЧМШ сигнала (4).

Основные математические соотношения

Для обнаружения полезного сигнала в условиях воздействия ЧМШ сигнала на вход НАП ГНСС воспользуемся методикой оценки эффективности компенсатора внутрисистемных помех в приемнике НАП ГНСС, приведенной в работе [4]. Сформировав оценку ЧМШ сигнала, можно произвести её компенсацию:

$$y_{\text{ВХ}} - \hat{S}_{\text{П}} = y_{\text{ВХ}} - \hat{S}_{\text{П}}(t) = \\ = S_{\text{С}}(t) + n(t) + \Delta S_{\text{П}}(t), \qquad (6)$$

где $\hat{S}_{\text{П}}(t)$ – оценка ЧМШ сигнала с неизвестными параметрами. Чем точнее будет оценена помеха, тем меньше будет значение $\Delta S_{\text{П}}(t)$, и в случае, если оно будет достаточно мало, им можно будет пренебречь, и тогда мы придем к классическому виду задачи обнаружения сигнала на фоне внутренних шумов.

Рассмотрим структурную схему методики оценки эффективности компенсатора внутрисистемных помех в приемнике АП ГНСС, представленную на рис. 1.

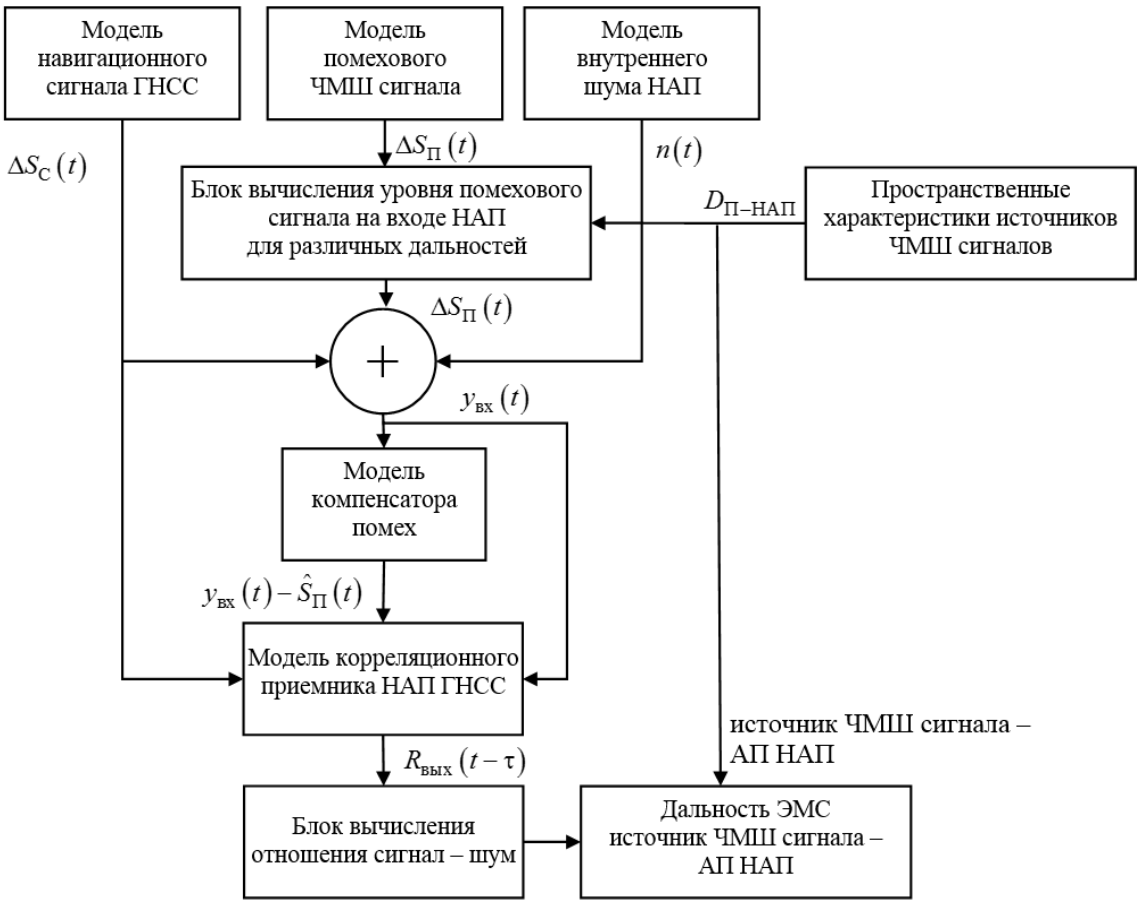


Рис. 1. Схема методики оценки эффективности компенсатора внутрисистемных помех ЧМШ сигнала в приемнике АП ГНСС

Построим модель компенсатора помех для случая, если неизвестны все характеристики ЧМШ сигнала. Необходимо оценить амплитуду, фазу и частоту принимаемого сигнала. С учетом неизвестных модель компенсатора помех будет выглядеть так, как показано на рис. 2.

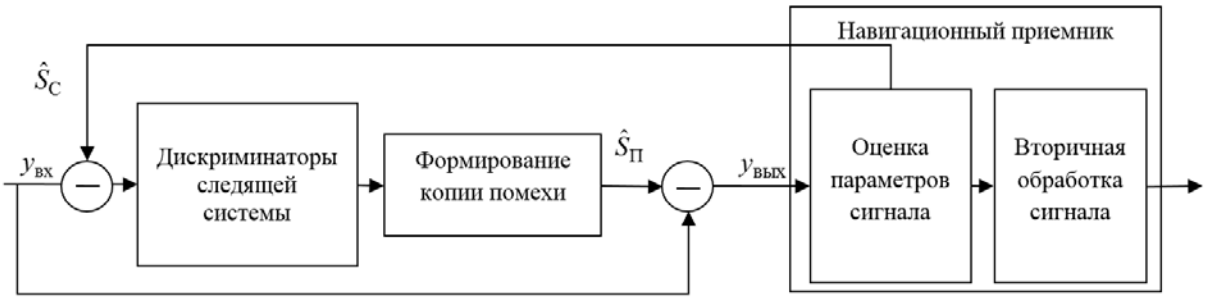


Рис. 2. Структурная схема модели компенсатора помех АП ГНСС

Согласно модели компенсатора помехи, для оценки параметров ЧМШ сигнала достаточно оценивать параметры амплитуды, частоты и фазы в очень короткий временной промежуток (в зависимости от времени накопления помехового сигнала в приемнике: ~ 100–400нс).

Чтобы получить оценку фазы помехи $\hat{\varphi}_П$, необходимо построить систему слежения за фазой в соответствии с [2]. Для этого определим огибающую фазу помехового сигнала:

$$X_{П\hat{\varphi}} = \arctan\left(\frac{Q_П}{I_П}\right), \qquad (7)$$

где $I_П$ и $Q_П$ –синфазная и квадратурная составляющие, соответствующие виду

$$I_П = \sum_{\tau} y_{ВХ_\tau}(t)\sin\left(\omega_П \cdot t + \hat{\varphi}_0\right), \qquad (8)$$

$$Q_П = \sum_{\tau} y_{ВХ_\tau}(t)\cos\left(\omega_П \cdot t + \hat{\varphi}_0\right). \qquad (9)$$

Оптимальная следящая система за фазой сигнала представлена в работах [2] и [4].

Таким образом, проведя моделирование согласно формулам (7)–(9), находим оценку фазы помехового сигнала [7].

Оценку частоты помехового сигнала $\hat{\omega}_П$ выразим через полученные значения оцененной фазы:

$$X_{П\hat{\omega}} = 2\pi\left(\frac{X_{П\varphi_{i+1}} - X_{П\varphi_i}}{\Delta t \cdot t_{нак} \cdot 2\pi}\right), \qquad (10)$$

где Δt – шаг дискретизации;

$t_{нак}$ – время накопления помехового сигнала для моментного определения параметров;

$X_{П\varphi_{i+1}}$ – значение огибающей фазы помехового сигнала на следующем шаге.

Таким образом, с помощью (10) формируется оценка частоты помехового сигнала.

В работах [1, 4, 8] рассматривались ограничения и допущения используемой методики. Согласно выводам, данная методика эффективна для мощности помехи, значительно превышающей мощность полезного сигнала. Таким образом, чтобы оценить амплитуду помехового сигнала, достаточно измерить мощность принимаемого сигнала на входе в приемник:

$$\hat{A}_П = 10 \cdot \log 10\left(\sqrt{D_{y_{ВХ}}}\right). \qquad (11)$$

Таким образом, с помощью (7)–(11) формируется оценка помехового сигнала (6) для дальнейшего использования в блоке компенсатора помех [4].

Рассмотрим эффективность компенсатора по показателю дальности обеспечения ЭМС станции излучения помехового ЧМШ сигнала и АП ГНСС. Так как работа компенсатора напрямую зависит от мощности сигнала, принимаемого станцией излучения помехового сигнала, мощность помехи можно выразить через дальность воздействия помеховой станции от навигационного приемника [8]:

$$P_{ВХ.П} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{ИЗЛ.П} G_{ИЗЛ.П}}{4\pi \cdot Д^2_{ИЗЛ\text{-}АП}} \cdot S_A \cdot \frac{1}{\alpha_П}\right), \qquad (12)$$

где $$S_A = \frac{\lambda^2 \cdot G_{АП}}{4\pi},$$

где $P_{ВХ.П}$ – мощность помехового сигнала на входе АП; $P_{ИЗЛ.П}$ – мощность сигнала, излученная передатчиком помехового сигнала; $G_{ИЗЛ.П}$ – максимальный коэффициент усиления антенны передатчика помехового сигнала; S_A – эквивалентная поверхность поглощения (поглощающая поверхность) антенны приемника; $G_{АП}$ – максимальный коэффициент усиления антенны приемника (аппаратуры потребителя ГНСС); λ – длина волны сигнала; $\alpha_П$ – коэффициент потери

сигнала; $\lambda = \frac{3\cdot 10^8 \text{ м/с}}{1{,}6\cdot 10^9}\cdot\frac{\text{с}}{1}$ – длина волны источника излучения (сигнала); $Д_{\text{ИЗЛ-ПРМ}}$ – дальность от излучающей помеховой станции до приемника навигационных сигналов; $P_{\text{ВХ.С}}$ – мощность сигнала ГНСС на входе АП.

Таким образом, можно использовать формулу (12) и выразить пространственные характеристики сети помеховой станции. Рассмотрим ЭМС источника ЧМШ сигнала и АП ГНСС, вычислив отношение сигнал – шум и оценив эффективность компенсатора.

Исходные данные, ограничения и допущения

Пусть мощность внутренних шумов, воздействующих на аппаратуру потребителя, будет постоянной и равной $P_{\text{Ш}}$ −130 дБВт. Мощность принимаемой помехи, в зависимости от дальности нахождения приемного устройства от источника излучения, равна $-100\ldots-120$ дБВт, что на $10\ldots30$ дБ больше уровня мощности внутренних шумов. Мощность навигационного сигнала на входе приемника, согласно требованиям, составляет $-150\ldots-160$ дБВт [9]. Возьмем её постоянной: −150 дБВт. Мощность источника ЧМШ сигнала варьируется от 100 мВт до 10 Вт [10]; возьмем ее равной $P_{\text{ИЗЛ.П}} = 0.1,\ 1,\ 5,\ 10$ Вт. Коэффициент усиления антенны источника ЧМШ сигнала возьмем $G_{\text{ИЗЛ.П}} = 10$. Коэффициент усиления антенны приемника (аппаратуры потребителя ГНСС) равен $G_{\text{АП}} = 2$. Коэффициент потери сигнала $\alpha_{\text{П}} = 1$. Длина волны источника излучения (сигнала) (при условии излучения сигнала на частоте 1.6 ГГц) $\lambda = 0{,}25$ м. Дальность от излучателя ЧМШ сигнала до приемника навигационных сигналов возьмем $Д_{\text{ИЗЛ-ПРМ}} = 0\ldots70000$ м.

Результаты проведения машинного эксперимента

На основе представленного математического аппарата разработана программа в среде *MatLab*, проведен машинный эксперимент и получен ряд зависимостей.

Эксперимент проведен для случая воздействия на АП ГНСС ЧМШ сигнала, работающего в диапазоне работы навигационного сигнала, и рассчитана дальность от источника помех до АП ГНСС, при которой компенсатор будет работать наилучшим образом для фиксированного времени накопления сигнала в приемнике для 100, 200 и 400 нс.

Проведена оценка эффективности компенсатора при воздействии на приемник трех источников ЧМШ сигнала. Построена зависимость отношения сигнал–помеха на входе приемника НАП от расстояния между источником ЧМШ сигнала и приемником НАП при наличии в приемнике компенсатора (с временем накопления сигнала 100 нс) и без него (рис. 3).

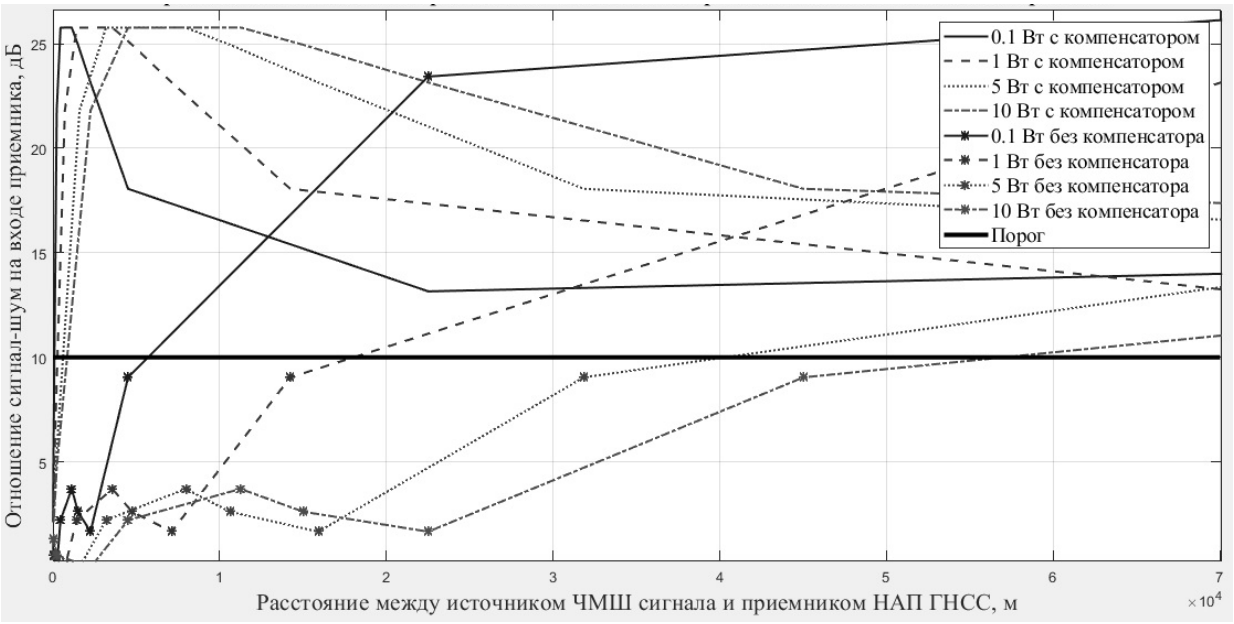


Рис. 3. Зависимость отношения сигнал/помеха на входе приемника НАП от расстояния между источником ЧМШ сигнала и приемником НАП при времени накопления в компенсаторе 100 нс

Из анализа полученных результатов следует, что при работе компенсатора обнаружение сигнала становится возможным при мощности источника ЧМШ сигнала 100 мВт на расстоянии 80 м, а без компенсатора – только с 5,7 км, что в 67 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 1 Вт – на расстоянии 270 м, а без компенсатора – только с 18 км, что в 66 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 5 Вт НАП с компенсатором обнаруживает сигнал на расстоянии 600 м, без компенсатора – 40 км, что в 67 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 10 Вт НАП с компенсатором обнаруживает сигнал на расстоянии 850 м, без компенсатора – порядка 57 км, что в 67 раз дальше.

Зависимость отношения сигнал–помеха на входе приемника НАП от расстояния между источником ЧМШ сигнала и приемником НАП при наличии в приемнике компенсатора (с временем накопления сигнала 200 нс) и без него представлена на рис. 4.

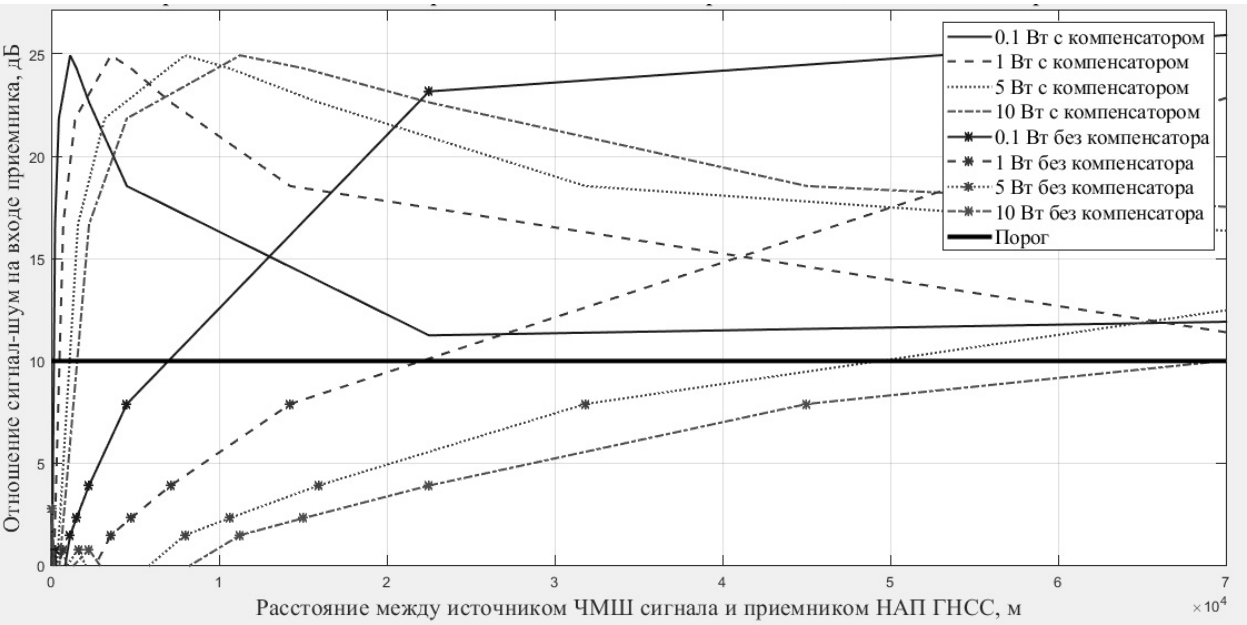


Рис. 4. Зависимость отношения сигнал/помеха на входе приемника НАП от расстояния между источником ЧМШ сигнала и приемником НАП при времени накопления в компенсаторе 200 нс

Из анализа полученных результатов следует, что при работе компенсатора обнаружение сигнала становится возможным при мощности источника ЧМШ сигнала 100 мВт на расстоянии меньше 150 м, а без компенсатора – только с 7 км, что в 47 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 1 Вт – на расстоянии около 490 м, а без компенсатора – только с 22 км, что в 45 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 5 Вт НАП с компенсатором обнаруживает сигнал на расстоянии 1,1 км, без компенсатора – 49 км, что в 44,5 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 10 Вт НАП с компенсатором обнаруживает сигнал на расстоянии около 1,5 км, без компенсатора – порядка 70 км, что в 47 раз дальше.

Зависимость отношения мощностей сигнал/помеха на входе приемника НАП от расстояния между источником ЧМШ сигнала и приемником НАП при наличии в приемнике компенсатора (с временем накопления сигнала 400 нс) и без него представлена на рис. 5.

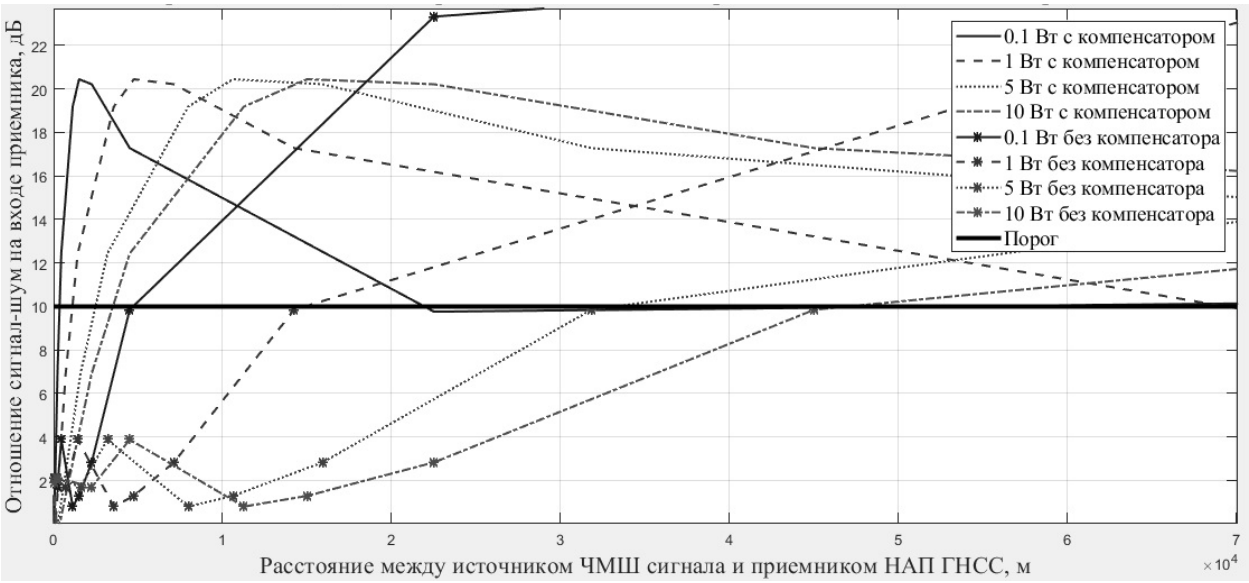


Рис. 5. Зависимость отношения сигнал/помеха на входе приемника НАП от расстояния между источником ЧМШ сигнала и приемником НАП при времени накопления в компенсаторе 400 нс

Из анализа полученных результатов следует, что при работе компенсатора обнаружение сигнала становится возможным при мощности источника ЧМШ сигнала 100 мВт на расстоянии меньше 350 м, а без компенсатора – только с 4,7 км, что в 13,4 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 1 Вт – на расстоянии около 1,1 км, а без компенсатора – только с 14,9 км, что в 3 раз дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 5 Вт НАП с компенсатором обнаруживает сигнал на расстоянии 2,48 км, без компенсатора – 33,2 км, что в 13,4 км дальше; при работе источника ЧМШ сигнала мощностью 10 Вт НАП с компенсатором обнаруживает сигнал на расстоянии около 3,5 км, без компенсатора – порядка 47 км, что в 13,4 раз дальше.

Согласно полученным данным составим таблицу значений, при которых компенсатор работает наилучшим образом при различном времени накопления входного сигнала.

Таблица

Оценка эффективности по показателю дальности обеспечения ЭМС источника ЧМШ сигнала и ГНСС

Мощность источника ЧМШ сигнала, Вт	Время накопления в компенсаторе, нс	Дальность до источника ЧМШ сигнала для обнаружения сигнала НАП ГНСС (минимальная – максимальная), м		Отношение дальностей, раз
		с компенсатором	без компенсатора	
0,1	100	85	5700	67
	200	150	7000	47
	400	350	4700	13.4
1	100	270	18000	66
	200	490	22000	45
	400	1100	14900	13.5
5	100	600	40000	67
	200	1100	49000	44.5
	400	2480	33200	13.4
10	100	850	57000	67
	200	1500	70000	47
	400	3500	47000	13.4

При использовании компенсатора дальность воздействия источника ЧМШ сигнала уменьшается, тем самым улучшая показатель эффективности используемого компенсатора по показателю дальности обеспечения ЭМС между источником ЧМШ сигнала и приемником ГНСС по сравнению со случаем работы АП ГНСС без компенсатора.

Выводы

Таким образом, в ходе работы была использована разработанная методика [4] оценки эффективности компенсатора по критерию снижения дальности помехового воздействия источника ЧМШ сигнала на АП ГНСС, построена модель компенсатора для случая воздействия на АП ГНСС источника ЧМШ сигнала, разработан математический аппарат для оценки характеристик ЧМШ сигнала, сформулированы исходные данные. По результатам оценки эффективности компенсатора при воздействии на приемник ЧМШ сигналов с различной мощностью был построен график зависимости отношения сигнал – помеха на входе приемника НАП от расстояния между источником ЧМШ сигнала и приемником НАП при наличии в приемнике компенсатора и без него (рис. 3–5). В результате анализа данных (см. таблицу) получено, что наилучшим образом ЧМШ сигнал компенсируется при времени накоплении входного сигнала 100 нс. По показателю дальности ЭМС источника ЧМШ сигнала и приемника ГННС дальность мешающего воздействия источника ЧМШ сигнала сократилась примерно в 67 раз благодаря использованию компенсатора помехового сигнала с неизвестной структурой, работающего на частоте полезного навигационного сигнала.

Список источников

1. *Коровин А.В., Левицкая Ю.С., Дисенов А.А.* Компенсация внутрисистемных помех в навигационной аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем с оценкой текущей фазы помехи // Теория и техника радиосвязи. 2022. № 3. С. 52–57.

2. ГЛОНАСС. Принципы построения и фукционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб.и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

3. *Неровный В.В.* Помехоустойчивость мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС. Воронеж: Научная книга, 2018. 230 с.

4. *Коровин А.В., Левицкая Ю.С., Дисенов А.А.* Методика и результаты оценки эффективности компенсатора внутрисистемных помех в приемнике навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 1. С. 50–57.

5. *Антипенский Р.В.* Разработка моделей преднамеренных помех системам аналоговой связи // Компоненты и технологии. 2007. № 9. С. 177–182.

6. *Мельников В.Ф., Линник В.А., Воронин Н.Н., Грачев В.Н.* Основы построения комплексов и средств радиоподавления радиосвязи. Ч. 2. Воронеж: ВВВИУРЭ, 1993.

7. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Книга по требованию, 2012. 414 с.

8. *Коровин А.В., Левицкая Ю.С.* Оценка дальности воздействия псевдоспутника // Радиолокация, навигация, связь: сб. трудов XXVI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 2020 г.). Воронеж: Изд.дом ВГУ, 2020. Т. 5. С. 388–392.

9. Интерфейсный контрольный документ. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 (редакция 5.1) / Российский научно-исследовательский институт космического приборостроения. М., 2008. 74 с.

10. Функциональное дополнение к ГНСС ГЛОНАСС на основе псевдоспутников для обеспечения точности посадки воздушных судов и решения специальных задач [Эл. ресурс]. URL: http://present5.com/125013-g-moskva-b-novodmitrovskaya-14-s-7/ (дата обращения 20.09.2022).

Информация об авторах

Владимир Александрович Миронов, доктор технических наук, профессор
Алексей Вячеславович Коровин, к.т.н., доцент, ведущий конструктор
Артур Амангалиевич Дисенов, к.т.н., доцент, начальник кафедры
Юлия Сергеевна Левицкая, преподаватель

Information about the authors

Vladimir A. Mironov, Ph.D. in Engineering Sciences, Professor
Alexey V. Korovin, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Senior Design Engineer
Artur A. Disenov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Head of Chair
Yulia S. Levitskaya, Lecturer

Статья поступила в редакцию 28.09.2023
Одобрена после рецензирования 04.10.2023
Принята к публикации 09.10.2023

The article was submitted 28.09.2023
Approved after reviewing 04.10.2023
Accepted for publication 09.10.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 36–43. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 36–43. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.375.026

Усилитель высокой мощности сантиметрового диапазона на отечественной элементной базе

Алексей Александрович Литвинов[1], Андрей Викторович Исаев[2], Олег Константинович Каменцев[3]
[1–3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]a.a.litvinov@sozvezdie.su, [2]a.v.isaev@sozvezdie.su, [3]o.k.kamencev@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассмотрены проектирование и разработка усилителя высокой мощности сантиметрового диапазона, выполненного на отечественной элементной базе и предназначенного для усиления сигналов с пик-фактором до уровня средней мощности 40 Вт в широком диапазоне рабочих частот 4.4–5 ГГц.*

Ключевые слова: *усилитель мощности, GaN транзисторы, многоступенчатая трансформация, фильтр на основе микрополосковых линий.*

A high-power amplifier of the centimeter range on the domestically-designed hardware components

Alexey A. Litvinov[1], Andrey V. Isaev[2], Oleg K. Kamentsev[3]
[1–3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]a.a.litvinov@sozvezdie.su, [2]a.v.isaev@sozvezdie.su, [3]o.k.kamencev@sozvezdie.su

Abstract. *The design and development of a high-power amplifier of the centimeter range, made on a domestic element base and designed to amplify signals with a peak factor to an average power level of 40 watts in a wide operating frequency range of 4.4–5 GHz, are considered.*

Keywords: *power amplifier, GaN transistors, multistage transformation, filter based on microstrip lines.*

При подготовке к проведению работ в результате анализа энергопотенциала радиорелейной линии связи, описанной в [1], было установлено, что для достижения дальности связи порядка 90 км необходимо разработать усилитель мощности диапазона 4.4–5 ГГц со средней выходной мощностью 40 Вт для OFDM сигнала с пик-фактором порядка 10 дБ. Основная сложность при разработке усилителя заключалась в отсутствии отечественных СВЧ транзисторов требуемой мощности в заданном диапазоне частот. Поэтому было решено использовать GaN транзисторы мощностью 25 Вт 6П9142А2, недавно разработанные НИИ электронной техники (г. Воронеж), и применить двухтактную схему сложения мощностей.

На рис. 1 изображена структурная схема разработанного усилителя мощности, в состав которой входят:

- предварительный усилитель мощности,
- оконечный усилитель мощности,
- сумматор (делитель),
- фильтр гармоник.

Предварительный каскад усилителя мощности предназначен для увеличения уровня входного сигнала до требуемого для возбуждения оконечных каскадов усиления. Все усилительные каскады (RFAmp_1, RFAmp_2, RFAmp_3) имеют одинаковую схему согласования транзисторов.

Необходимо отметить, что все составные части усилителя мощности размещаются на одной плате. Разработка составных частей и всего усилителя в целом и анализ основных характеристик проводились в системе автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ устройств ADS. При этом линейная модель транзистора 6П9142А2 в виде S-параметров была предоставлена производителями.

© Литвинов А.А., Исаев А.В., Каменцев О.К., 2023

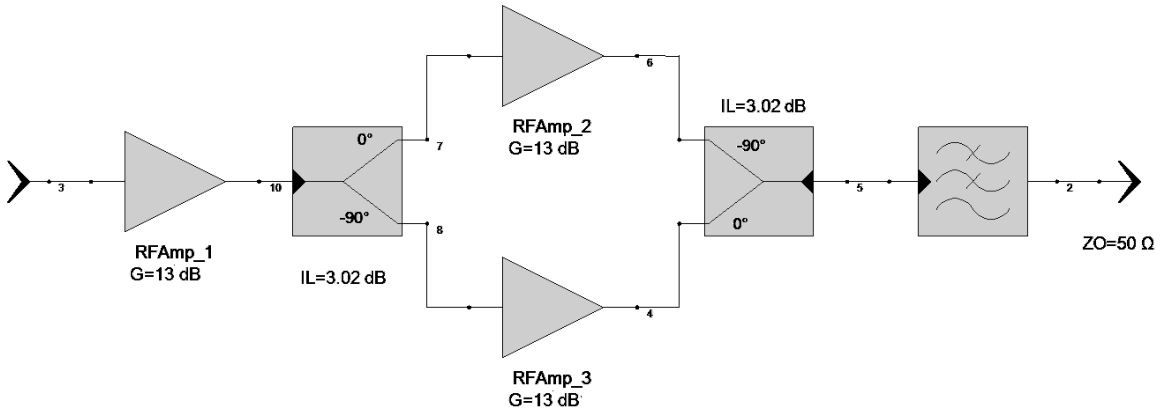


Рис. 1. Структурная схема разработанного усилителя мощности

Разработка составных частей усилителя мощности

Одной из основных проблем, с которыми пришлось столкнуться при разработке усилительного каскада, являлось широкополосное согласование входного и выходного сопротивлений транзистора. Это связано с тем, что используемый транзистор обладает очень низкими входными и выходными сопротивлениями (табл. 1), при этом коэффициент трансформации входных цепей составляет 25 раз.

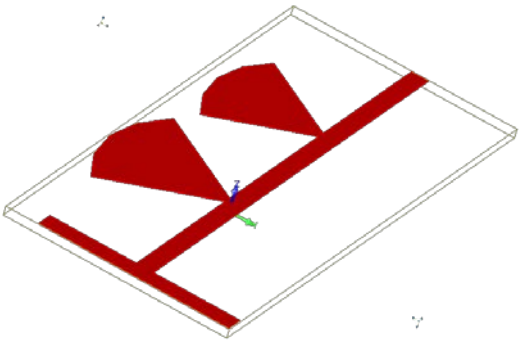
Данная проблема была решена путем применения многоступенчатой трансформации [4–6]. Для этого были применены три микрополосковые линии с тщательно подобранными параметрами. При этом был найден компромисс между точностью согласования и количеством ступеней.

Таблица 1

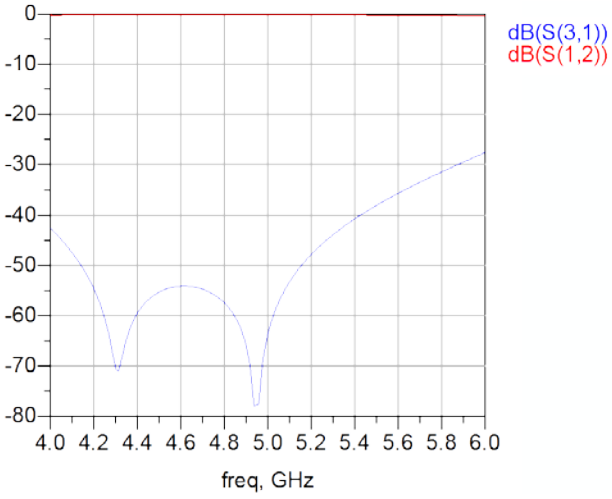
Значения входных и выходных сопротивлений

f, ГГц	Z_S, Ом	Z_L, Ом
4.0	1.6 – j 5.1	6.0 – j 1.8
4.2	1.7 – j 5.7	5.9 – j 2.2
4.5	1.9 – j 6.7	5.4 – j 3.0
5.0	1.8 – j 8.8	5.5 – j 4.7
5.5	1.8 – j 11.9	5.2 – j 6.6
6.0	1.7 – j 15.7	5.0 – j 8.5

В качестве цепей питания транзистора было решено использовать четвертьволновые микрополосковые линии с режектирующими фильтрами-пробками. Данная структура предотвращает попадание СВЧ сигнала в цепи питания [2, 3]. Параметры микрополосковой структуры определялись с помощью оптимизации ее S-параметров в заданном диапазоне частот. На рис. 2 представлены микрополосковая структура цепей питания и ее рассчитанные характеристики, иллюстрирующие высокие режектирующие свойства цепей питания.



а)

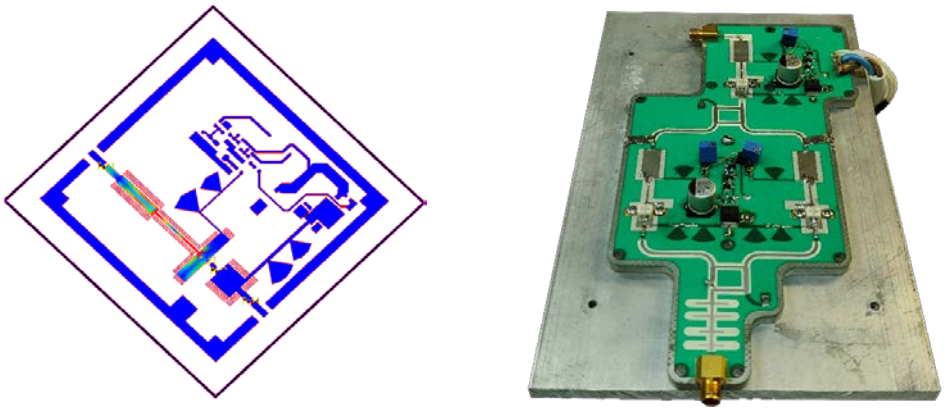


б)

Рис. 2. Микрополосковая структура цепей питания (а) и ее рассчитанные характеристики (б)

На рис. 3 представлены топология разработанного и спроектированного усилительного каскада и его макетная плата.

На рис. 4 приведены смоделированные (dB) и измеренные (dB(Real)) S-параметры разработанного усилительного каскада. Видно достаточно высокое сходство характеристик в заданной полосе частот, что говорит о высокой эффективности прототипирования СВЧ устройств с помощью САПР.



а) б)

Рис. 3. Топология разработанного усилительного каскада (а) и его макетная плата (б)

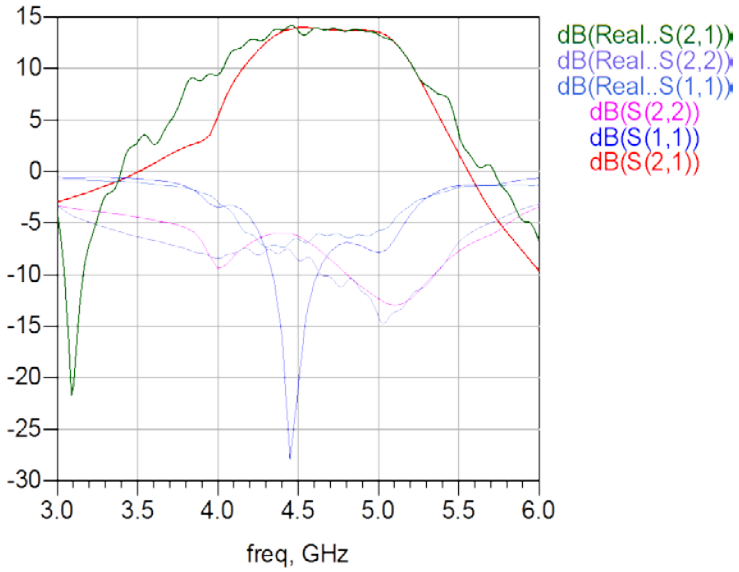
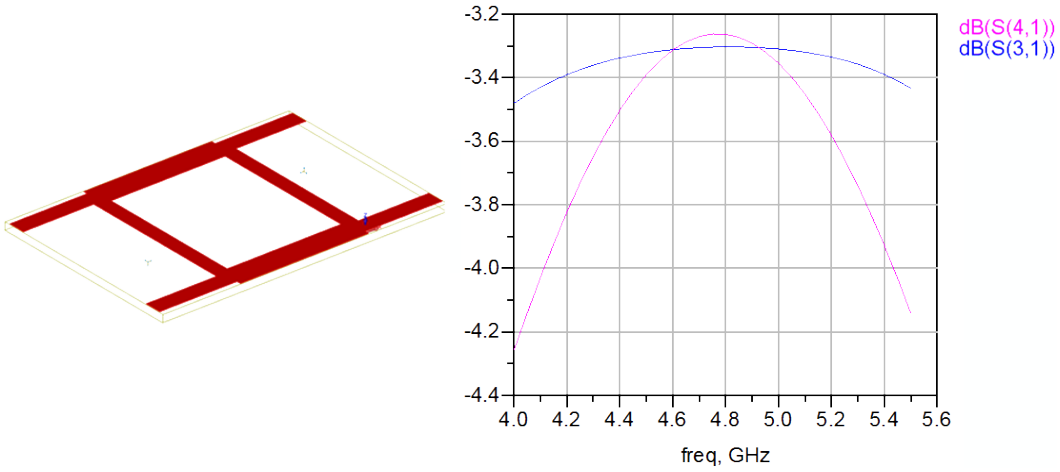


Рис. 4. Смоделированные (dB) и измеренные (dB(Real)) S-параметры разработанного каскада

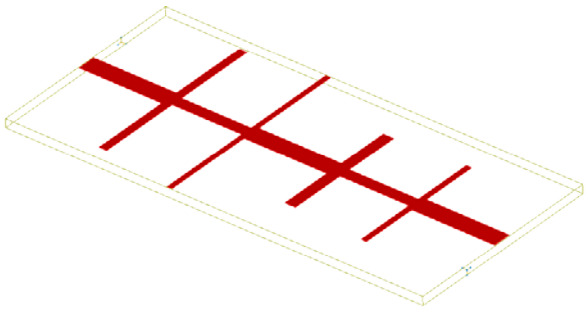
В качестве сумматора-делителя был выбран шлейфовый направленный ответвитель, выполненный на печатной плате. К плюсам данной структуры можно отнести большую развязку между входом и выходами. Применение данного сумматора позволило получить низкий КСВ (2,5) входов оконечных каскадов. На рис. 5 показаны структура разработанного сумматора и его основные характеристики.

Фильтр гармоник спроектирован на основе микрополосковых линий, параметры которых также подбирались с помощью многопараметрической оптимизации. Фильтр гармоник рассчитан таким образом, чтобы минимизировать потери в рабочем диапазоне частот. На рис. 6 представлены топология и основные характеристики фильтра, из которых видна высокая степень подавления второй и третьей гармоник сигнала.

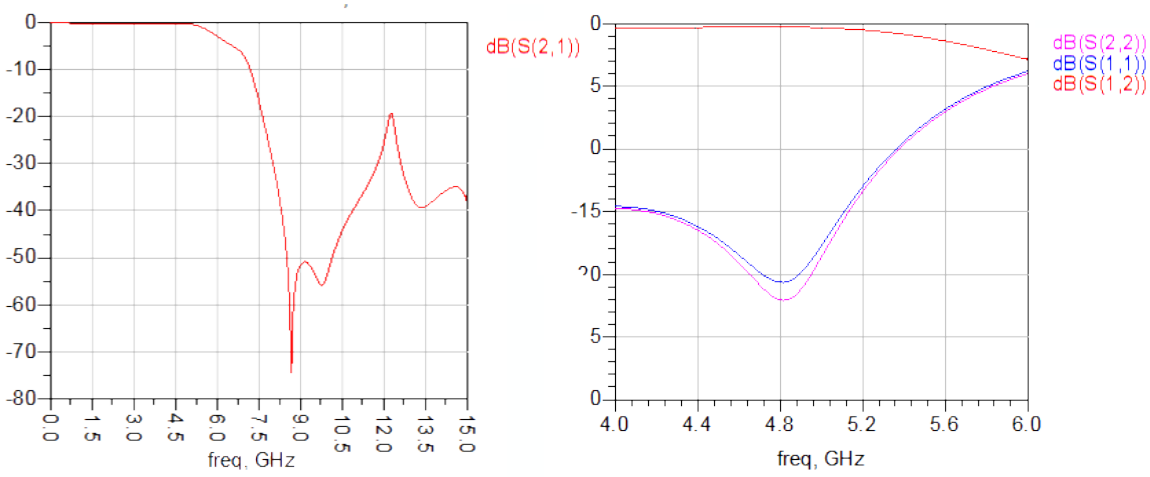


а) б)

Рис. 5. Структура разработанного сумматора (а) и его основные характеристики (б)



а)



б)

Рис. 6. Топология (а) и основные характеристики фильтра (б)

Разработка усилителя мощности и результаты измерений

После разработки составных частей была создана общая топология усилителя мощности, приведенная на рис. 7.

Данная топология была более точно оптимизирована на электромагнитном уровне (составные части оптимизировались на структурном уровне) с учетом тепловых эффектов. Рассчитанные параметры разработанного усилителя мощности представлены на рис. 8, макетная плата же показана на рис. 9.

На рис. 10 показаны семейства амплитудно-амплитудных характеристик разработанного усилителя мощности для частот 4.4 ГГц, 4.7 ГГц и 5 ГГц для OFDM сигнала, полосой 28 МГц и пик-фактором 10.5 дБ (без использования схем уменьшения пик-фактора). Как видно из кривых, наибольшая мощность достигается на частоте 4.7 ГГц и составляет 48.3 дБВт (67.6 Вт). Стоит отметить, что данное значение выходной мощности достигается при превышении входной мощности, соответствующей точке однодецибельной компрессии, на 7 дБ.

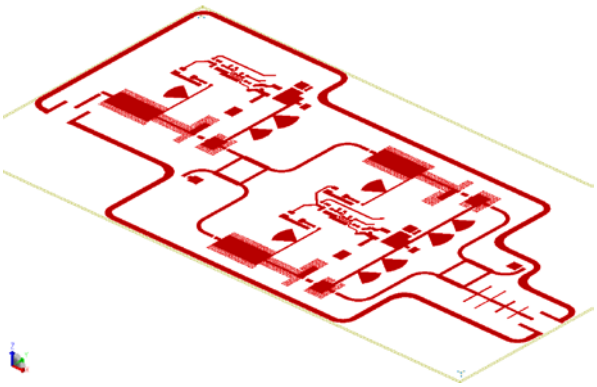


Рис. 7. Общая топология усилителя мощности

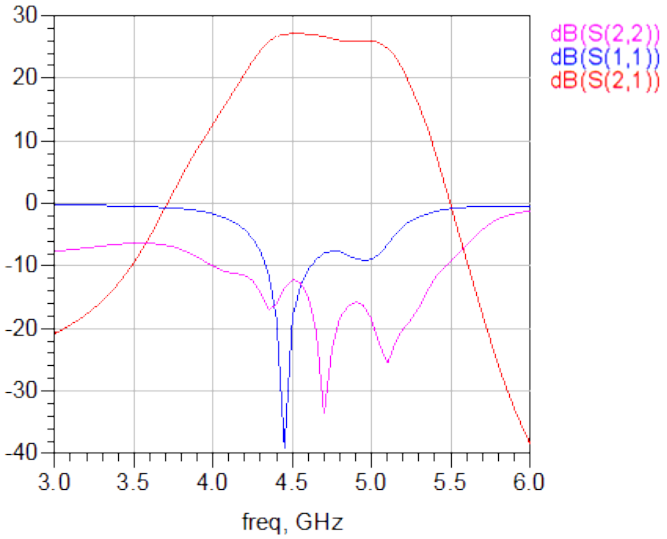


Рис. 8. Рассчитанные параметры разработанного усилителя мощности

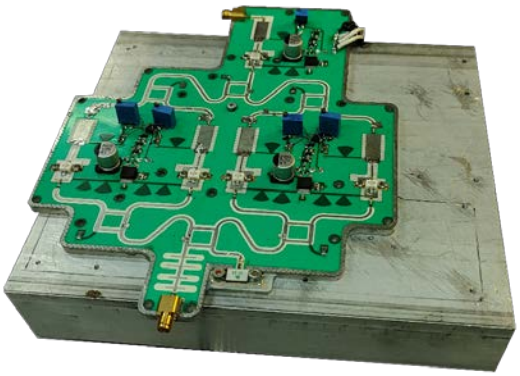


Рис. 9. Макетная плата разработанного усилителя мощности

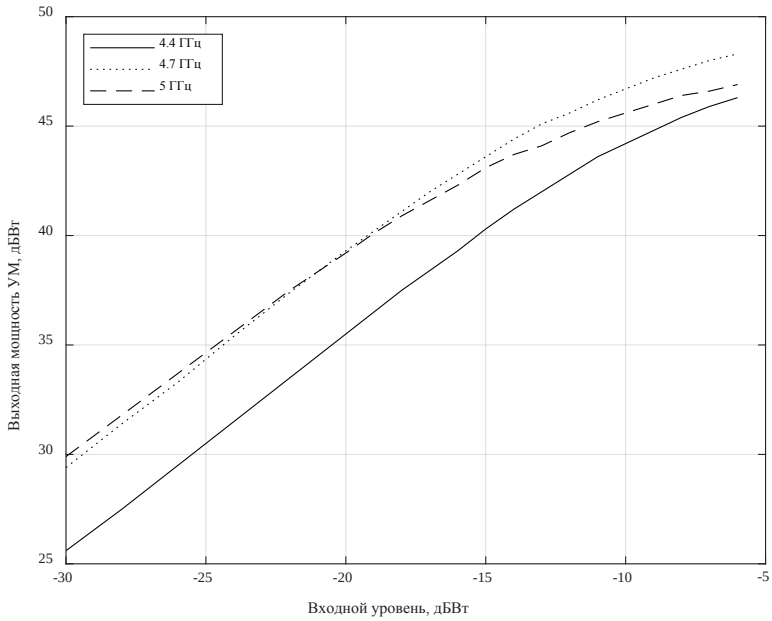


Рис. 10. Амплитудно-амплитудные характеристики

В качестве количественных параметров, оценивающих работу усилителя мощности, в работе использовались ACPR и отношение сигнал–шум на выходе УМ. Параметр ACPR и характеризует уровень внеполосного излучения и определяется соотношением

$$\mathrm{ACPR} = 10\log_{10}\left(\frac{P_{\text{сосед. канал}}}{P_{\text{осн. канал}}}\right),$$

где под $P_{\text{осн. канал}}$ подразумевается мощность сигнала в основной полосе, а под $P_{\text{сосед. канал}}$ – мощность в соседнем канале. Видно, что этот параметр в основном характеризует изменение спектра сигнала.

На рис. 11 приведены семейства кривых зависимостей уровня внеполосных излучений, оцененных параметром ACPR, от выходной мощности.

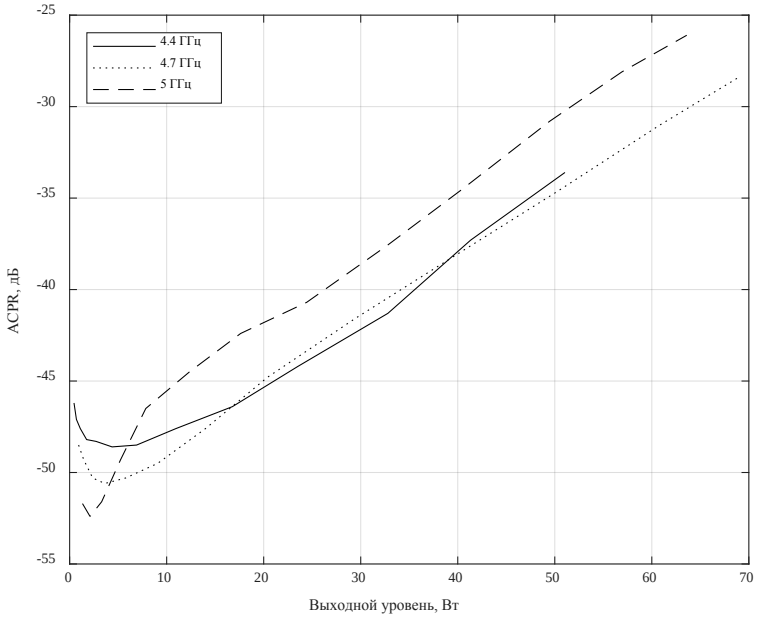


Рис. 11. Зависимость параметра ACPR от уровня выходной мощности

Как видно из рисунка, наиболее сильно внеполосные излучения проявляются на частоте 5 ГГц и достигают уровня –26 дБ при максимально излучаемой мощности.

Параметр, характеризующий внутриполосные искажения сигнала, – EVM-модуль вектора ошибки. Он показывает деформацию сигнального созвездия (в процентном соотношении) и характеризует изменение сигнала во временной области:

$$\mathrm{EVM} = 100 * \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N}\left[\left(I_{\text{вх.}} - I_{\text{вых.}}\right)^2 + \left(Q_{\text{вх.}} - Q_{\text{вых.}}\right)^2\right]}{\sum_{n=1}^{N}\left(I_{\text{вх.}}{}^2 + Q_{\text{вх.}}{}^2\right)}},$$

где $I_{\text{вх.}}$, $I_{\text{вых.}}$, $Q_{\text{вх.}}$, $Q_{\text{вых.}}$ – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе устройства. Для более удобной репрезентации результатов предлагается использовать оценку отношения сигнал–шум по сигнальному созвездию:

$$\mathrm{SNR}^{const} = 10\log_{10}\left(\frac{\mathrm{EVM}}{100}\right).$$

Для сравнения можно провести оценку отношения сигнал–шум по двум последовательно расположенным одинаковым символам:

$$\mathrm{SNR}^{corr} = \frac{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}\left(V_{2i} - \langle V_2\rangle\right)\left(V_{1i} - \langle V_1\rangle\right)}{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}\left(V_{1i} - \langle V_1\rangle\right)^2 \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}\left(V_{2i} - \langle V_2\rangle\right)^2}.$$

На рис. 12 представлены зависимости оцененных описанными способами отношений сигнал–шум выходного сигнала от уровня выходной мощности на частотах 4.4 ГГц, 4.7 ГГц и 5 ГГц.

Видно, что при максимальной излучаемой мощности оценка ОСШ на выходе УМ составляет от 7 до 11 дБ, что накладывает дополнительные ограничения на детектирование сигнала, например понижение требуемого рабочего ОСШ с учетом замираний в область ОСШ < 0 дБ.

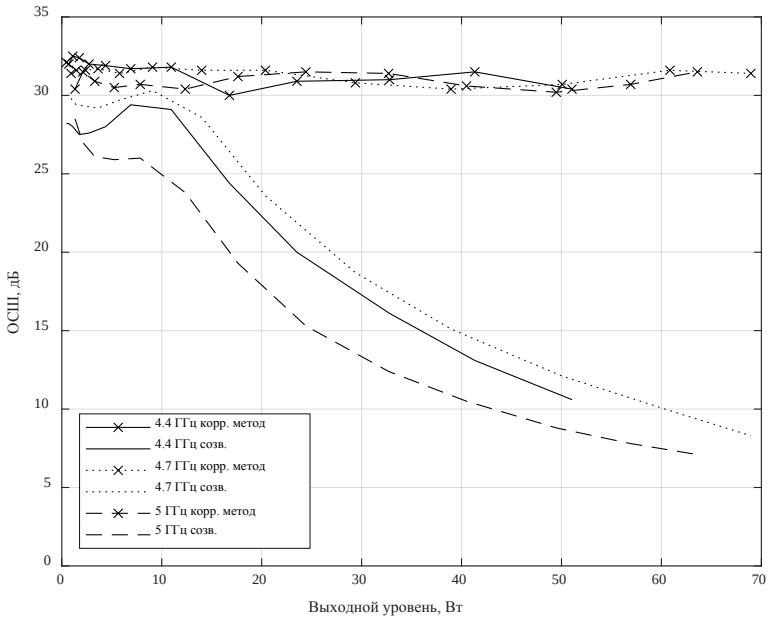


Рис. 12. Зависимость ОСШ от уровня выходной мощности

Заключение

В настоящей работе предложен оригинальный усилитель высокой мощности сантиметрового диапазона на базе отечественных GaN транзисторов 6П9142А2.

В процессе разработки применялась современная САПР СВЧ устройств, в которой сначала проводилась многопараметрическая оптимизация отдельных микрополосковых модулей и усилительных каскадов на основе структурного анализа, а затем – всего устройства на основе электромагнитного и теплового анализа. В дальнейшем изготовленный по результатам моделирования образец усилителя мощности показал высокую точность прототипирования по основным характеристикам, что приводит к исключению дополнительных практических итераций при разработке.

При проведении данной работы были предложены оригинальные схемотехнические решения, позволившие решить проблему согласования низкоомных входных и выходных сопротивлений транзистора в широком диапазоне частот, фильтрации СВЧ сигналов в цепях питания, высокой развязки между входом и выходом в сумматоре/делителе, фильтрации высших гармоник на выходе усилителя.

Полученные результаты могут быть использованы для создания усилителей мощности сантиметрового диапазона, позволяющих расширить функциональные возможности комплексов радиорелейной связи в части увеличения дальности.

Список источников

1. *Каменцев О.К., Киселев А.В, Рубцов Е.И., Чаркин Д.Ю.* Экспериментальное исследование статистических свойств загоризонтного канала связи // Теория и техника радиосвязи. 2021. № 2. С. 12–18.

2. *Беляев Б.А., Казаков А.В., Никитина М.И., Тюрнев В.В.* Физические аспекты оптимальной настройки микрополосковых фильтров. Красноярск: Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, 1987.

3. Справочник по элементам полосковой техники / Под редакцией А.Л. Фельдштейна. М.: Связь, 1979. 336 с.

4. *Неганов В.А., Клюев Д.С., Табаков Д.П.* Устройства СВЧ и антенны / Под редакцией В.А. Неганова. М.: ЛЕНАНД, 2016.

5. *Галаев Р.Г., Волошин А.С., Говорун И.Н., Сержантов А.Н.* Микрополосковые резонаторы и СВЧ-устройства на их основе: учебное пособие. Красноярск, 2020.

6. *Петров И.А.* Широкополосные согласующие структуры и их применение в устройствах СВЧ // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13, № 2.

Информация об авторах

А.А. Литвинов, ведущий конструктор
А.В. Исаев, начальник отдела
О.К. Каменцев, ведущий конструктор

Information about the authors

A.A. Litvinov, Leading Design Engineer
A.V. Isaev, Head of department
O.K. Kamentsev, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 26.10.2023
Одобрена после рецензирования 02.11.2023
Принята к публикации 08.11.2023

The article was submitted 26.10.2023
Approved after reviewing 02.11.2023
Accepted for publication 08.11.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 44–54. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 44–54. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Классификация задач имитационного моделирования систем радиосвязи в условиях воздействия помех

Алексей Александрович Молев[1], Александр Андреевич Воронов[2]
[1,2]Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[1]alexei_molev@mail.ru, [2]raven_vrn@mail.ru

Аннотация. *В интересах оценки эффективности функционирования систем радиосвязи в условиях воздействия помех сформулированы и систематизированы группы задач имитационного моделирования. Группы задач анализа и синтеза классифицированы по типам структурных элементов систем радиосвязи, характеристики которых влияют на их функционирование: узлы связи, направления руководства, средства радиосвязи, циркулирующий в системе трафик, а также учитывают характеристики внешней среды – района размещения и источников помех. Предлагаемые группы наиболее полно охватывают множество задач по оценке эффективности систем радиосвязи различных типов.*

Ключевые слова: *система радиосвязи, оценка эффективности, имитационное моделирование, синтез, анализ, трафик, среда распространения радиоволн, источники помех.*

Classification of simulation modeling tasks for radio communication systems in jamming conditions

Alexey A. Molev[1], Alexander A. Voronov[2]
[1,2]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[1]alexei_molev@mail.ru, [2]raven_vrn@mail.ru

Abstract. *Simulation modeling task groups are formulated and classified to evaluate operation effectiveness of radio communication systems in jamming conditions. The tasks groups of analysis and synthesis are classified by types of radio communication system structural elements whose characteristics affect their efficiency: communication nodes, control directions, radio communication facilities, traffic – and also take into account characteristics of the environment: terrain and jamming sources. The suggested groups fully cover many problems of different types of radio communication systems efficiency evaluation.*

Keywords: *radio communication system, efficiency evaluation, simulation modeling, synthesis, analysis, traffic, radio propagation medium, jamming sources.*

Современные и перспективные системы радиосвязи, обеспечивающие управление в экстремальных и сложных природно-географических условиях, например, для вооруженных сил и специальных служб, в интересах автоматизированных систем управления экологически опасными объектами, систем обеспечения ликвидации последствий масштабных чрезвычайных ситуаций и др., представляют собой организационно и технически сложные пространственно-распределенные системы, включающие в свой состав большое количество взаимодействующих унифицированных средств связи, объединенных общими правилами взаимодействия [1–4], имеют многоуровневую иерархическую структуру, адаптивную топологию и характеристики, варьируемые в процессе функционирования в широких пределах. Применительно к таким сложным пространственно-распределенным системам радиосвязи аналитические методы не позволяют оценить влияние преднамеренных и непреднамеренных помех, а для проведения исследований по анализу особенностей построения и алгоритмов функционирования, оценке производительности, достигаемой с учетом маршрутизации и адаптации к сигнально-помеховой обстановке в условиях воздействия помех от различных источников, целесообразно применение имитационного моделирования [5–11].

© Молев А.А., Воронов А.А., 2023

Эксперименты, проводимые с помощью имитационных моделей [9], требуют конкретизации задач исследования, позволяющих не только осуществить планирование экспериментов, но и определить место результатов данного исследования в общем множестве знаний и представлений о системах радиосвязи. Некорректная или неполная формулировка задач исследования может повлечь следующие ошибки:

– избыточность объема проводимых расчетов или экспериментов, сопровождаемая нецелесообразными затратами времени на проведение исследований;

– недостаточность объема проводимых экспериментов, приводящая к недостоверным или сложно интерпретируемым результатам;

– отсутствие новизны в связи с повторяемостью результатов, полученных в результате проведенных ранее исследований;

– невозможность сопоставления новых результатов с результатами проведенных ранее исследований;

– невозможность достижения целей исследования.

Исследование свойств системы радиосвязи проводится путем оценки ее эффективности по одному или нескольким показателям при варьировании каких-либо ее характеристик. Исходя из этого, типы варьируемых характеристик системы связи и показатели эффективности могут быть приняты в качестве классификационных признаков при формировании множества задач имитационного моделирования систем радиосвязи.

Целью работы является классификация задач оценки эффективности систем радиосвязи путем разделения их на группы, каждая из которых будет характеризоваться определенным порядком решения данной задачи в рамках конкретного исследования. Классификацию необходимо осуществить таким образом, чтобы любое исследование, посвященное оценке эффективности систем радиосвязи (в том числе элементов систем радиосвязи), было возможно отнести к той или иной группе задач.

В рамках данной работы под системой радиосвязи понимается совокупность взаимоувязанных и согласованных по задачам, месту и времени действий узлов и линий военной связи различного назначения, развертываемых (создаваемых) по единому плану для решения задач обеспечения управления [12, 13].

Любая сложная организационно-техническая система представляет собой совокупность взаимосвязанных и взаимодействующих элементов, образующих единое целое и предназначенных для выполнения определенного круга задач в заданных условиях [14]. Применительно к системам радиосвязи ее элементами являются направления связи, узлы связи и радиостанции, взаимосвязями – радиолинии, а взаимодействие реализуется путем выполнения операций, связанных с обменом информацией – частотное планирование, настройка радиостанций, вхождение в связь, прием/передача данных и их обработка. Иерархическое представление структуры системы управления и системы радиосвязи имеет вид, представленный на рис. 1.

В состав системы управления входят направления руководства, состоящие из главного и, в общем случае, нескольких подчиненных корреспондентов, каждому из которых соответствует узел связи (абонент). Структура системы связи строится в виде множества направлений связи, включающих узлы связи (УС), связанных между собой по организованным радиолиниям. Внешняя среда характеризуется сведениями о физико-географических характеристиках района размещения и пространственными, частотно-временными и энергетическими характеристиками источников помех.

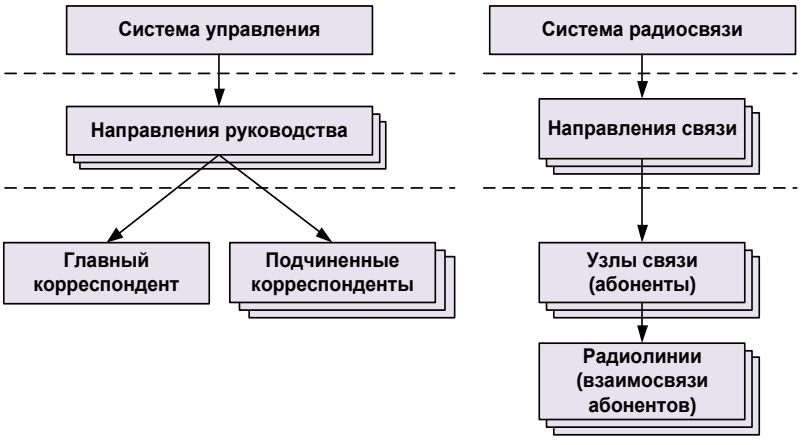


Рис. 1. Иерархическое представление структуры системы управления и системы радиосвязи

Математически структура системы управления может быть описана [15] в виде неориентированного графа $G_{\text{СУ}}(US;B)$, имеющего $N_{\text{УС}}$ вершин, образующих множество $US = \{\mathbf{US}_i\}$, $i=1,\ldots,N_{\text{УС}}$, где $\mathbf{US}_i$ – векторы параметров УС, а множество ребер $B=\{(k,n)\}$, $k,n=1,\ldots,N_{\text{УС}}$, $k\neq n$. Каждая из вершин множества US соответствует УС системы, множество ребер B соответствует направлениям руководства между УС, при этом структура системы радиосвязи представляется в виде неориентированного графа $G_{\text{РСв}}(US;B')$ с теми же вершинами, что и в графе $G_{\text{СУ}}(US;B)$, однако множество ребер B' соответствует взаимосвязям между радиостанциями УС. Ввиду того, что информационный обмен в системе радиосвязи может производиться как между абонентами напрямую, так и, в общем случае, по произвольному маршруту с ретрансляцией информации через промежуточные узлы связи [2, 3], множества B и B' друг другу не равны: $B\neq B'$. Структура системы связи меняется в зависимости от состояния радиоэлектронной обстановки, применяемых средств радиосвязи, их характеристик и рабочих параметров (диапазон рабочих частот, применяемые протоколы связи и используемые сигналы), а также от наличия мобильности абонентов, воздействия помех на средства радиосвязи, выхода аппаратуры из строя. Описанная ситуация проиллюстрирована на рис. 2, из которого видны различия иерархии системы управления и структуры системы радиосвязи.

Характеристики системы управления, системы связи, источников помех и внешней среды, являются входными данными для имитационного моделирования и перечислены в таблице.

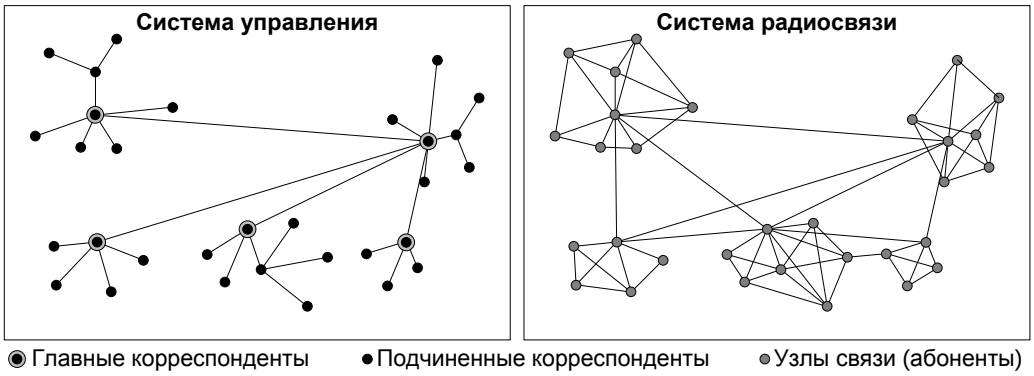


Рис. 2. Пример структуры системы управления и соответствующий ей вариант структуры самоорганизующейся системы радиосвязи

Таблица

Перечень структурных элементов и их характеристики

№ п/п	Наименование элемента	Перечень характеристик
1.	Характеристики системы связи $\Pi_{\text{СС}}$	– тип (идентификатор) узла связи $ID_{\text{iУС}}$ – количество узлов связи $N_{ID\,\text{УС}}$ – местоположение (координаты) i-го узла связи $x_{IDiУС}, y_{IDiУС}$ – организационная принадлежность i-го узла связи C_i – тип применяемых на i-м узле связи радиостанций $ID_{iРЭС}$ – количество радиостанций на i-м узле связи $N_{IDiРЭС}$ – тип (идентификатор) направления руководства ID_{jHP} – количество направлений руководства N_{HP} – время ценности передаваемой в j-м направлении руководства информации T_{jHP} – идентификатор УС – главного корреспондента в j-м направлении руководства $ID_{\text{гл}\,jHP}$

Таблица (продолжение)

№ п/п	Наименование элемента	Перечень характеристик
		– идентификатор УС – подчиненного корреспондента в j-м направлении руководства $ID_{\text{подч } jHP}$ – количество подчиненных корреспондентов j-го направления руководства $N_{\text{подч } jHP}$ организационная принадлежность j-го направления руководства C_j
2.	Характеристики трафика $\Pi_{\text{Т}}$	– интенсивность передачи сообщений от главного корреспондента подчиненному в j-м направлении руководства λ_{j12} – интенсивность передачи сообщений от подчиненного корреспондента главному в j-м направлении руководства λ_{j21} – доля сообщений от главного корреспондента в j-м направлении руководства, содержащих данные $\delta_{j12\text{ дан}}$ – доля голосовых сообщений от главного корреспондента в j-м направлении руководства $\delta_{j12\text{ голос}}$ – доля сообщений от главного корреспондента в j-м направлении руководства, содержащих мультимедийные файлы $\delta_{j12\text{ медиа}}$ – доля сообщений от подчиненного корреспондента в j-м направлении руководства, содержащих данные $\delta_{j21\text{ дан}}$ – доля голосовых сообщений от подчиненного корреспондента в j-м направлении руководства $\delta_{j21\text{ голос}}$ – доля сообщений от подчиненного корреспондента в j-м направлении руководства, содержащих мультимедийные файлы $\delta_{j21\text{ медиа}}$ – типовой объем сообщений, содержащих данные $s_{j\text{ дан}}$ – типовой объем голосовых сообщения $s_{j\text{ голос}}$ – типовой объем сообщений, содержащих мультимедийные файлы $s_{j\text{ медиа}}$
3.	Характеристики средств радиосвязи (радиостанций) $\Pi_{\text{РЭС}}$	– тип (идентификатор) радиостанции $ID_{\text{РЭС}q}$ – пропускная способность q-й радиостанции $Q_{\text{РЭС}q}$ – тип (идентификатор) сигнала, используемого q-й радиостанцией $ID_{\text{сигн}}$ – диапазон частот q-й радиостанции $(f_{q\min}, f_{q\max})$ – скорость передачи данных q-й радиостанции $V_{\text{ПД}q}$ – выходная мощность передатчика q-й радиостанции $P_{вых\,q}$ – чувствительность приемника q-й радиостанции $E_{\min q}$ – тип (идентификатор) антенны q-й радиостанции $ID_{\text{ант}q}$ – нормированная диаграмма направленности антенны q-й радиостанции в азимутально-угломестной плоскости (функция, определяющая зависимость коэффициента усиления от азимута и угла места) $$A(\alpha,\theta)_{IDантq} = \begin{pmatrix} A(0^\circ,90^\circ) & \dots & A(359^\circ,90^\circ) \\ \dots & \dots & \dots \\ A(0^\circ,-90^\circ) & \dots & A(359^\circ,-90^\circ) \end{pmatrix}$$

Таблица (продолжение)

№ п/п	Наименование элемента	Перечень характеристик
		– коэффициент усиления антенны q-й радиостанции в направлении главного лепестка $Gy_{IDант\ q}(0^\circ, 0^\circ)$ – высота фазового центра антенны q-й радиостанции $h_{ант\ q}$ алгоритм маршрутизации, применяемый q-й радиостанцией $ID_{\text{маршр}}$
4.	Характеристики внешней среды (района размещения)	– глубина района размещения R_x – ширина района размещения R_y – матрица высот $H(x,y) = \begin{pmatrix} H(x_{\min}, y_{\max}) & \ldots & H(x_{\max}, y_{\max}) \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ H(x_{\min}, y_{\min}) & \ldots & H(x_{\max}, y_{\min}) \end{pmatrix}$ – препятствия (здания, технические сооружения, деревья и пр.) для распространения радиоволн $\{ID_{преп}\}$ – координаты препятствий $(x_{ID_{преп}}, y_{ID_{преп}}, z_{ID_{преп}})$ – размеры препятствий $(a_{ID_{\text{преп}}}, b_{ID_{\text{преп}}}, c_{ID_{\text{преп}}})$ – диэлектрическая проницаемость среды ε – магнитная проницаемость среды μ – проводимость подстилающей поверхности σ
5.	Характеристики источников помех	– тип (идентификатор) p-го источника помех $ID_{\text{ИПр}}$ – количество источников помех $N_{\text{ИП}}$ – координаты p-го источника помех $(x_{ID\ p\ \text{ИП}}, y_{ID\ p\ \text{ИП}}, z_{ID\ p\ \text{ИП}})$ – тип (идентификатор) помехи p-го источника помех $ID_{\text{пом}}$ – диапазон частот p-го источника помех $(f_{p\min}, f_{p\max})$ – выходная мощность передатчика p-го источника помех $P_{\text{вых}\ p}$ – тип (идентификатор) антенны p-го источника помех $ID_{\text{ант}\ p}$ – нормированная диаграмма направленности антенны p-го источника помех в азимутально-угломестной плоскости $A(\alpha,\theta)_{IDант\ p} = \begin{pmatrix} G(0^\circ, 90^\circ) & \ldots & G(359^\circ, 90^\circ) \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ G(0^\circ, -90^\circ) & \ldots & G(359^\circ, -90^\circ) \end{pmatrix}$ – коэффициент усиления антенны p-го источника помех в направлении главного лепестка $Gy_{IDант\ p}(0^\circ, 0^\circ)$ – высота фазового центра антенны p-го источника помех $h_{\text{ант}\ p}$

Выходными данными при моделировании являются показатели, используемые для оценки эффективности функционирования системы радиосвязи и ее структурных элементов (направлений связи, узлов связи):

– для узлов связи (i – индекс узла связи):

- коэффициент использования пропускной способности УС $q_{\text{УС}i}$;
- среднее время задержки на передачу пакетов узлом связи $\tilde{\tau}_{\text{зп}_i}$;

– для направлений связи (j – индекс направления связи):

- среднее время задержки сообщения при его передаче, $\tilde{\tau}_{\text{зс}_j}$;
- вероятность успешной передачи сообщения $p_{\text{српер}_j}$;

– для системы связи в целом:

- пропускная способность системы связи в целом Q_c;
- математическое ожидание количества эффективно функционирующих направлений связи $N_{\text{эфф}}$;
- вероятность успешной передачи произвольного пакета $p_{\text{пак}}$.

Как правило, с применением имитационного моделирования решаются два типа задач (рис. 3) [9]:

– задачи анализа – объяснение соотношения между контролируемыми (входными) параметрами и выходными показателями;

– задачи синтеза – определение сочетания параметров, которые оптимизируют в некотором смысле выходные показатели.

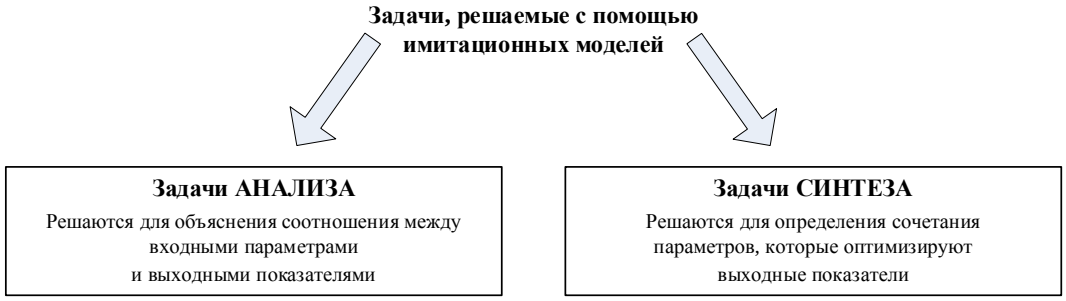


Рис. 3. Классификация задач, решаемых с применением имитационных моделей

Исходя из структурных элементов системы радиосвязи, приведенных выше, с помощью имитационного моделирования для системы радиосвязи, функционирующей в условиях воздействия помех, возможно решение задач анализа следующих групп:

1) оценка эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов *для различных вариантов структуры системы связи* [16–22];

2) оценка эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов в зависимости от *характеристик радиостанций* [20, 23, 24];

3) оценка эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов в зависимости от *характеристик циркулирующего в направлениях связи трафика* [25];

4) оценка эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов в зависимости от *характеристик источников помех* [7, 25–28];

5) оценка эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов в зависимости от *характеристик внешней среды (района размещения)* [18, 29];

При решении задач анализа любой из приведенных групп проводится оценка показателей эффективности функционирования узлов связи, направлений связи или системы связи в целом. Важно отметить, что в рамках решения задачи анализа любой из групп варьируется лишь одна из характеристик заданной группы $\mathbf{П}_{i*}$, а остальные характеристики $\{\mathbf{П}'\}$ являются постоянными. Это необходимо для выявления непосредственной зависимости между конкретной характеристикой системы радиосвязи и требуемым показателем, когда влияние прочих факторов (остальных характеристик системы радиосвязи) исключено. В обобщенном виде задача анализа формализуется следующим образом:

$$\mathbf{Y}_{\text{эфф}} = M\left(\mathbf{П}_{i*}, \{\mathbf{П}'\}\right)\left|\begin{array}{l}\forall \mathbf{П}_{i*} = \text{var} \\ \{\mathbf{П}'\} = const, \{\mathbf{П}'\} \subset \{\mathbf{П}_{\text{НР}}, \mathbf{П}_{\text{УС}}, \mathbf{П}_{\text{РЭС}}, \mathbf{Tr}_k, \mathbf{П}_P, \mathbf{П}_{PП}\}, \mathbf{П}_{i*} \notin \{\mathbf{П}'\}\end{array}\right.,$$

где $\mathbf{П}_{i*}$ – варьируемая характеристика, $\{\mathbf{П}'\}$ – множество характеристик, исключающих варьируемую $\mathbf{П}_{i*}$, $\mathbf{Y}_{\text{эфф}}$ – показатели эффективности, $\{\mathbf{П}_{\text{НР}}, \mathbf{П}_{\text{УС}}, \mathbf{П}_{\text{РЭС}}, \mathbf{Tr}_k, \mathbf{П}_P, \mathbf{П}_{PП}\}, \mathbf{П}_{i*} \notin \{\mathbf{П}'\}$ – полное множество всех характеристик.

При решении задач анализа первой группы оцениваются зависимости показателей эффективности от типов и количества узлов связи или состава направлений руководства, размещения узлов связи определенных типов на местности и взаимных удалений между ними, времени

ценности информации, передаваемой в направлениях связи.

При решении задач анализа второй группы показатели эффективности оцениваются при изменении типов применяемых радиостанций, их количества на узлах связи, количества каналов передачи данных, пропускной способности, диапазона рабочих частот, используемых типов сигналов, алгоритмов пакетирования и маршрутизации, мощности, характеристик антенн и пр.

При решении задач анализа третьей группы проводится оценка показателей эффективности при изменении интенсивности передачи сообщений определенного типа, объема передаваемых сообщений определенного типа, или долей сообщений разных типов в общем трафике направлений руководства.

При решении задач анализа четвертой группы оцениваются показатели эффективности при изменении количества источников помех, их местоположения (в том числе плотности их размещения и удаления от абонентов системы связи), энергетических характеристик, типов и вероятностно-временных характеристик излучаемых помех.

При решении задач анализа пятой группы показатели эффективности оцениваются для различных вариантов района размещения: рельефа местности (равнинной, холмистой или горной), ландшафта (с преобладанием травянистой растительности, кустарниковой или лес из деревьев определенной высоты), плотности застройки (без зданий, невысокие здания сельской местности или высокие здания городской застройки), климатических условий (температура и влажность воздуха и почвы, возможные осадки в виде тумана, дождя или снега).

Задачи синтеза, в отличие от задач анализа, состоят в выборе оптимальных вариантов структуры и/или характеристик структурных элементов системы радиосвязи при заданных характеристиках внешней среды и налагаемых ограничениях [30]. Решение задач синтеза с применением рассматриваемой имитационной модели возможно при наличии информации о ресурсных (физических) и критериальных ограничениях и требуемых уровнях достижения значений показателей.

Применительно к рассматриваемой имитационной модели системы радиосвязи полный перечень задач синтеза представлен следующими группами:

1) синтез рациональной *структуры системы связи*, обеспечивающей требуемые значения показателей эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов [31–33];

2) синтез рациональных *характеристик радиостанций* [16], обеспечивающих требуемые значения показателей эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов [32–37];

3) синтез рациональных *характеристик* циркулирующего в направлениях связи т*рафика*, обеспечивающих требуемые значения показателей эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов;

4) синтез рациональных *характеристик источников помех*, обеспечивающих требуемые значения показателей эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов [36];

5) синтез рациональных *характеристик внешней среды (района размещения)*, обеспечивающих требуемые значения показателей эффективности системы радиосвязи в целом или отдельных ее элементов [32–33].

При решении задач синтеза предъявляются определенные требования как к значениям показателей эффективности, так и к характеристикам структурных элементов и системы радиосвязи в целом. В общем случае решением задачи является множество вариантов (один или несколько) характеристик системы связи $\{\tilde{\mathbf{\Pi}}\}$, удовлетворяющих предъявляемым требованиям. В обобщенном виде задача синтеза формализуется следующим образом:

$$\exists\{\tilde{\mathbf{\Pi}}\}\in\{\mathbf{\Pi}^*\}:\mathbf{Y}_{эфф}=M\left(\{\tilde{\mathbf{\Pi}}\},\{\mathbf{\Pi}'\}\right)\to opt\begin{vmatrix}\{\mathbf{\Pi}^*\}=\text{var},\{\mathbf{\Pi}^*\}\subset\{\mathbf{\Pi}_{\text{НР}},\mathbf{\Pi}_{\text{УС}},\mathbf{\Pi}_{\text{РЭС}},\mathbf{Tr}_k,\mathbf{\Pi}_P,\mathbf{\Pi}_{РП}\}\\ \{\mathbf{\Pi}'\}=const,\{\mathbf{\Pi}'\}\subset\{\mathbf{\Pi}_{\text{НР}},\mathbf{\Pi}_{\text{УС}},\mathbf{\Pi}_{\text{РЭС}},\mathbf{Tr}_k,\mathbf{\Pi}_P,\mathbf{\Pi}_{РП}\},\{\mathbf{\Pi}^*\}\neq\{\mathbf{\Pi}'\}\end{vmatrix},$$

где $\{\mathbf{\Pi}^*\}$ – множество варьируемых характеристик; $\{\mathbf{\Pi}'\}$ – множество характеристик, исключающих варьируемые $\{\mathbf{\Pi}^*\}$; $\{\tilde{\mathbf{\Pi}}\}$ – искомые значения характеристик, при которых достигаются оптимальные значения показателей эффективности либо их требуемый критериальный уровень.

При решении задач синтеза первой группы определяются типы и количество узлов и направлений связи, характеристики их размещения на местности и взаимные удаления между ними или время ценности информации, передаваемой в направлениях связи, для заданных характеристик радиостанций, циркулирующего

в системе трафика, источников помех и района размещения, для обеспечения требуемой эффективности системы связи.

При решении задач синтеза второй группы для требуемого уровня показателей эффективности обосновываются рациональные значения характеристик радиостанций, а именно необходимое количество каналов передачи данных, пропускная способность, диапазон рабочих частот, параметры сигналов и алгоритмы пакетирования и маршрутизации, излучаемая мощность или характеристики антенн при заданных характеристиках системы управления, циркулирующего в системе связи трафика, источников помех и района размещения.

При решении задач синтеза третьей группы осуществляется определение характеристик циркулирующего в системе трафика, а именно типы передаваемых сообщений, их объем и интенсивности передачи при заданных характеристиках системы управления, радиостанций, источников помех и района размещения, для которых обеспечивается требуемый уровень показателей эффективности.

При решении задач синтеза четвертой группы обосновываются пространственно-временные характеристики источников помех, а именно плотность размещения источников помех, работающих в диапазоне частот радиостанций, излучаемая мощность, продолжительность излучения, при которых обеспечивается необходимая эффективность функционирования системы радиосвязи с заданными значениями характеристик системы управления, радиостанций, циркулирующего в системе трафика и района размещения.

При решении задач синтеза пятой группы определяются допустимые условия района размещения – рельеф местности с определенными перепадами высот, плотность и количество разнотипных элементов ландшафта, плотность застройки, климатические условия в течение дня, наличие осадков, облачности или тумана, – при которых обеспечивается необходимая эффективность функционирования системы радиосвязи с заданными значениями характеристик системы управления, радиостанций, циркулирующего в системе трафика и источников помех.

Таким образом, исходя из целей конкретного исследования, при изучении свойств систем связи перед началом исследования необходимо ответить на следующие вопросы:

1. В рамках исследования проводится *анализ* зависимостей показателей эффективности от характеристик системы управления, системы связи, источников помех и внешней среды, или *синтез* рациональных характеристик при заданных условиях?

2. *Характеристики какой группы* варьируются в рамках исследования?

3. Какие *показатели эффективности* оцениваются в рамках исследования?

Ответы на эти вопросы позволяют сформировать план исследования в ходе стратегического и тактического планирований [9, 38, 39] и оптимизировать имитационные эксперименты. Стратегическое и тактическое планирования проводятся для каждой сформулированной задачи отдельно (порядок исследования для каждой из N задач представлен сверху вниз по вертикали на рис. 4).

При этом решение одной задачи (состоящей в оценке влияния нескольких факторов одной группы на конкретный показатель эффективности) может разделяться на несколько подзадач, в рамках каждой из которых оценивается влияние одного фактора на определенный выходной показатель (показатель эффективности работы узлов связи, направлений руководства или системы связи в целом).

Стратегическое планирование – это определение цели эксперимента, требуемой совокупности экспериментов, различающихся по исходным данным, в ходе которых должна быть получена вся необходимая информация о системе, т.е. определены все свойства, интересующие исследователя. Как правило, при стратегическом планировании выполняются следующие действия:

– формулировка задачи исследований, решаемой с применением имитационной модели системы радиосвязи;

– определение измеряемых показателей эффективности, существенных в ходе исследований;

– определение факторов-инвариантов (постоянных характеристик) в рамках задачи исследований;

– определение варьируемых факторов (характеристик) в рамках задачи исследований.

Рис. 4. Структурная схема этапа оптимизации модельного эксперимента

Под тактическим планированием понимают планирование одного эксперимента. При этом чаще всего решаются следующие вопросы:

– предъявление требований к точности и достоверности показателей эффективности в рамках задачи исследований;

– задание диапазонов значений варьируемых факторов;

– определение оптимальной продолжительности эксперимента (реализации);

– определение требуемого количества экспериментов (реализаций).

Предложенная классификация задач имитационного моделирования систем радиосвязи в условиях воздействия помех может применяться при проектировании и в ходе эксплуатации систем радиосвязи для проведения научно-исследовательских экспериментов по сравнительному анализу различных вариантов построения, алгоритмов функционирования, характеристик быстродействия, оценки производительности, достигаемой в условиях воздействия помех. Корректная формулировка задач исследования позволяет не только проводить планирование экспериментов при исследовании свойств систем радиосвязи методом имитационного моделирования, но и исключить ошибки на пути к достижению целей исследования на ранних этапах.

Список источников

1. *Александров С., Туров Д.* Перспективные системы и средства радиосвязи тактического звена управления ВС США // Зарубежное военное обозрение. 2018. № 11. С. 42–48.

2. *Корчагин С., Паршин С.* Направления развития информационно-телекоммуникационного обеспечения сетей боевого управления сухопутных войск США // Зарубежное военное обозрение. 2019. № 3. С. 40–48.

3. *Зайцев И.В., Молев А.А.* Системы военной радиосвязи стран НАТО и направления их развития // Военная мысль. 2014. № 10. С. 65–73.

4. *Агалаков Ю.Г.* Особенности моделирования телекоммуникационных компонентов автоматизированных систем управления // Журнал РАН: Информационные технологии и вычислительные системы. 2014. № 2. С. 26–36.

5. *Молев А.А., Зайцев И.В., Титов К.Д., Воронов А.А.* Создание имитационных моделей систем радиосвязи в условиях воздействия помех: учеб. пособие. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. 328 с.

6. *Молев А.А., Титов К.Д.* Имитационная модель функционирования системы сверхширокополосной радиосвязи в условиях воздействия помех // Журнал радиоэлектроники: электрон. журн. № 1. 31.01.21. URL: http://jre.cplire.ru/jre/jan21/1/text.pdf. (дата обращения: 25.08.23).

7. *Зайцев И.В., Молев А.А.* Оценка пропускной способности когнитивной системы связи в условиях воздействия помех на ее ключевые элементы // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. №. 5. С. 52–62.

8. *Зайцев И.В., Молев А.А.* Программный комплекс имитационного моделирования когнитивных систем радиосвязи в условиях воздействия помех // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017. Т. 15, №. 10. С. 42–52.

9. *Алгазинов Э.К., Сирота А.А.* Анализ и компьютерное моделирование информационных процессов и систем / Под общ. ред. д.т.н. А.А. Сироты. М.: Диалог-МИФИ, 2009. 416 с.

10. *Кулешов И.А., Дуплинский М.А., Малахов Ю.А.* Анализ методов моделирования сетей связи // Научно-технические ведомости СПбГТУ. 2010. № 2 (97). С. 148–152.

11. *Сазонов В.В., Михайличенко Н.В., Мандрик Д.В.* Применение средств имитационного моделирования элементов сетей связи и передачи данных специального назначения // Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании. XII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. / Под ред. С.И. Макаренко; сост. В.С. Елагин, Е.А. Аникевич. СПб.: СПбГУТ, 2023. Т. 3. С. 824–827.

12. Словарь войск связи Вооруженных Сил Российской Федерации / Под общей редакцией *Е.А. Карпова*. М.: Воениздат, 2008. 216 с.

13. Справочник по терминологии в оборонной сфере: сайт. // Министерство обороны Российской Федерации. URL: https://dictionary.mil.ru/dictionary (дата обращения: 03.08.2023).

14. Большой нормативно-технический словарь / авт.-сост. *Ю.И. Фединский*. М: Астрель: АСТ, 2007. 926 с.

15. *Зайцев И.В., Молев А.А.* Алгоритм генерации структуры самоорганизующейся системы радиосвязи на основе иерархии системы управления // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26, № 6. С. 57−70. DOI: https://doi.org/10.18127/j15604128–202106–06.

16. *Цимбал В.А.* Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход. М.: Вузовская книга, 2014. 144 с.

17. *Буранова М.А., Латыпов Р.Т.* Анализ параметров функционирования сети MPLS при изменении топологии // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5, № 3. С. 6–12.

18. *Тиамийу О.А.* Анализ качества обслуживания пользователей WCDMA при различной дислокации: поисковое исследование университета Илорина, Нигерия // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5, № 3. С. 45–57.

19. *Макаренко С.И.* Обеспечение устойчивости телекоммуникационной сети за счет ее иерархической кластеризации на области маршрутизации // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4, № 4. С. 54–67.

20. *Фокин Г.А.* Комплексная имитационная модель для позиционирования источников радиоизлучения в условиях отсутствия прямой видимости // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4, № 1. С. 85–101.

21. *Кривцов С.П.* Методика расчета количества оборудования и линий связи при построении сети внутренней телекоммуникационной связи на повседневном пункте управления // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2, № 4. С. 87–91.

22. *Бузюков Л.Б., Окунева Д.В., Парамонов А.И.* Исследование характеристик самоорганизующейся беспроводной сети при различных способах размещения узлов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2, № 1. С. 28–31.

23. *Одоевский С.М., Ключников В.О., Степанец И.В.* Модель функционирования сети связи, построенной на основе радиорелейных станций с адаптивной модуляцией и коммутацией пакетов // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7, № 4. С. 63–76.

24. *Степанец И.В.* Методика расчета пропускной способности радиорелейной линии миллиметрового диапазона с адаптивной модуляцией в условиях замираний // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9, № 3. С. 91–103.

25. *Новиков Е.А., Севостьянов А.С., Шадрин А.Г.* Исследование качества обслуживания трафика реального времени в условиях сложной помеховой обстановки // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8, № 3. С. 50–56.

26. *Гордейчук А.Ю., Дворников С.В., Иванов В.А., Русинов М.А., Семисошенко М.А.* Оценка помехозащищенности линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3, № 4. С. 36–42.

27. *Калмыков Д.А., Кривцов С.П., Тевс О.П.* Расчет своевременности доставки сообщений в системе связи специального назначения в условиях воздействия противника // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2, № 4. С. 67–72.

28. *Михайлов Р.Л.* Модель информационных контактов устройств телекоммуникаций информационно-телекоммуникационной системы специального назначения со средствами наблюдения и воздействия противостоящей стороны // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6, № 3. С. 17–27.

29. *Орлов А.Е., Новосадов К.С., Сальников Д.В., Беженарь В.Н*. Алгоритм расчета показателя неготовности направления связи по дождевому фактору с учетом выполнения требований к пропускной способности, достоверности и ограничения частотно-энергетического ресурса // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7, № 2. С. 44–50.

30. *Афонин В.В., Никулин В.В.* Учебное пособие уровня магистратуры направления «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Часть 1. Методы моделирования. Саранск: Изд-во «Национальный исследовательский Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарева», 2015. 184 с.

31. *Волошинов Д.В*. Конструктивная геометрическая модель четырехмерного пространства как основа для решения задач зонирования и позиционирования при проектировании сетей мобильной связи // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4, № 2. С. 44–60.

32. *Викулов А.С*. Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 2. Метод выбора частотной конфигурации и решения для малого числа каналов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8, № 3. С. 27–36.

33. *Викулов А.С.* Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 3. Решения задачи выбора частотной конфигурации для случая с 8 каналами // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9, № 1. С. 41–51.

34. *Плотников П.В., Владыко А.Г.* Минимизация задержек при взаимодействии граничных устройств с использованием кластеризации в сетях VANETs // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8, № 2. С. 6–14.

35. *Макаренко С.И.* Усовершенствование функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI с целью повышения устойчивости сети связи // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6, № 2. С. 45–59.

36. *Чуднов А.М., Кирик Д.И., Ермакова Е.М*. Оптимизация параметров кода и режима обработки сигналов в условиях преднамеренных помех // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5, № 4. С. 79–87.

37. *Боговик А.В., Фокин Н.И.* Синтез сети тактовой сетевой синхронизации мультипротокольной транспортной сети связи // Сборник научных трудов Sword. 2011. Т. 6, № 1. С. 35–37.

38. *Шеннон Р.* Имитационное моделирование систем. Искусство и наука. М.: Мир, 1978. 418 с.

39. *Нерсесянц А.А.* Моделирование инфокоммуникационных систем и сетей связи. Учебное пособие по дисциплине: Мультисервисные сети связи. Ростов-на-Дону: СКФ МТУСИ, 2016. 115 с.

Информация об авторах

Молев А.А., к.т.н., зам. начальника отдела
Воронов А.А., научный сотрудник

Information about the authors

A.A. Molev, Ph.D. in Engineering Sciences, Deputy Head of Department
A.A. Voronov, Research Engineer

Статья поступила в редакцию 01.11.2023
Одобрена после рецензирования 08.11.2023
Принята к публикации 13.11.2023

The article was submitted 01.11.2023
Approved after reviewing 08.11.2023
Accepted for publication 13.11.2023

Радиоэлектронные компоненты и функциональная электроника радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 55–59. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 55–59. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 539.216.2

Формирование наноструктур на поверхности системы SiO_2/Si с латентными треками для преобразователей сигналов

Владимир Евгеньевич Сахаров[1], Дмитрий Борисович Омороков[2], Наталья Юрьевна Евсикова[3]
[1]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2,3]Воронежский государственный лесотехнический университет им. Г.Ф. Морозова, Воронеж, Россия
[1]v.e.saharov@sozvezdie.su, [2]omorokovDB@vgltu.ru, [3]evsikovany_phlt@vgltu.ru

Аннотация. *Показано, что метод электрохимического осаждения позволяет обеспечить селективное заполнение металлами области протравленных ионных треков без образования сплошной металлической пленки на всей поверхности SiO_2 при интегральной толщине осадка меньше глубины латентного трека. В нанопоры металлы осаждаются в виде отдельных контактирующих друг с другом кластеров размером менее 80 нм. При осаждении в ионном треке металлические кластеры заполняют исключительно дно протравленной поры, причем дисперсность кристаллитов и морфология осадка внутри поры аналогичны и на свободной поверхности подложки.*

Ключевые слова: *нанопоры, наночастицы, ионный трек, микроскопия, распределение, рельеф, морфология, синтез, структура, тонкие пленки.*

Radioelectronic components and functional electronics of radio communication

The formation of nanostructures on the surface of SiO_2/Si system with latent tracks for signal converters

Vladimir E. Sakharov[1], Dmitry B. Omorokov[2], Natalya Yu. Yevsikova[3]
[1]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2,3]Voronezh State University of Forestry and Technologies named after G.F. Morozov, Voronezh, Russia
[1]v.e.saharov@sozvezdie.su, [2]omorokovDB@vgltu.ru, [3]evsikovany_phlt@vgltu.ru

Abstract. *It is shown that the electrochemical deposition method allows to provide selective filling of the etched ion tracks region with metals without a solid metal film formation on the entire SiO_2 surface with an integral deposit thickness of less than the depth of the latent track. Metals are deposited into nanopores in the form of separate clusters in contact with each other with a size of less than 80 nm. When deposited in an ion track, metal clusters fill only the bottom of the etched pore, and the dispersion of crystallites and the morphology of the deposit inside the pore are also similar on the free surface of the substrate.*

Keywords: *nanopores, nanoparticles, ion track, microscopy, distribution, relief, morphology, synthesis, thin films.*

Разработка технологий, позволяющих применять нанометровый диапазон размеров для создания электронных приборов, интенсивно развивает такие направления, как молекулярно-лучевая эпитаксия, плазменное и ионное ассистирование при конденсации, использование излучения мощных импульсных ксеноновых ламп, нанолитография. Эти технологии позволяют получать такие структуры, как наноразмерные кластеры различных материалов, полупроводниковые нанотрубки и др. Сравнительно недавно стала развиваться среди них менее известная технология быстрых тяжелых ионов (БТИ), которая связана с облучением различных материалов высокоэнергетическими заряженными частицами [1]. Данное воздействие приводит к формированию в веществе узких протяженных областей радиационного повреждения, которые получили название «ионные треки» (или «латентные треки»). Латентные ион-

© Сахаров В.Е., Омороков Д.Б., Евсикова Н.Ю., 2023

ные треки образуются в результате воздействия пучка быстрых тяжелых ионов с большой энергией (в диапазоне от МэВ до ГэВ) внутри малого объема мишени («ядро ионного трека», размером ~ 10^{-15}–10^{-14} см^3). Эти необычные режимы приводят к серьезным модификациям материалов посредством химических и структурных изменений, сопровождаемых импульсами тепла и давления. В дальнейшем, в результате химического травления латентных ионных треков, формируются нанопоры, которые могут иметь цилиндрическую либо коническую форму и размеры от 10 до 1000 нм [2]. Такие нанопоры могут быть актуальны и востребованы при их селективном заполнении металлом в процессе создания композиционных мембран [3].

Особый интерес для промышленности представляют новые типы спинтронных материалов и структур, которые можно использовать в преобразователях сигналов: магниторезистивных сенсорах, датчиках перемещений, устройствах памяти и др. [4]. Для создания спинтронных приборов необходимы структуры из магнитных наночастиц или их чередующихся слоев, которые могут обладать гигантским (ГМС) либо туннельным магнитосопротивлением (ТМС) и функционируют при достаточно высоких частотах. Это означает, что спинтронные материалы должны обладать специфическим набором часто взаимоисключающих свойств: ГМС/ТМС эффектами при комнатной температуре, низкой коэрцитивностью, высокой магнитной проницаемостью, высоким электрическим сопротивлением, а также высоким значением намагниченности. Использование технологии треков быстрых тяжелых ионов для создания данных структур может оказаться весьма перспективным.

Однако недостаточно исследованы возможности использования быстрых тяжелых ионов в управлении структурой и субструктурой металлов и их сплавов на открытых участках подложки и внутри латентных треков.

Целью настоящей работы является исследование роста наноструктур при электрохимическом осаждении различных металлов в латентных ионных треках и на поверхности оксидированного кремния.

В рамках работы создавались протравленные ионные треки, заполненные металлами в оксидированном кремнии. Создание новых типов магниточувствительных наноструктур на основе ионных треков в оксидированном кремнии, внутри которых посредством электрохимической технологии формируют однородные нанокомпозиции или многослойные наноструктуры, иллюстрирует рис. 1. Подложками для формируемых образцов являлись пластины монокристаллического кремния. Перед оксидированием поверхности кремния проводилась его предварительная химическая обработка. Вначале пластины обрабатывались в кислотно-перекисном растворе в течение 1 минуты, а затем – в перекисно-аммиачной смеси в течение 10 минут. Слой диоксида кремния формировался термическим (пирогенным) окислением Si при температуре 1100°C в течение 10 часов. Толщина слоя SiO_2 в результате составила около 0,7 мкм.

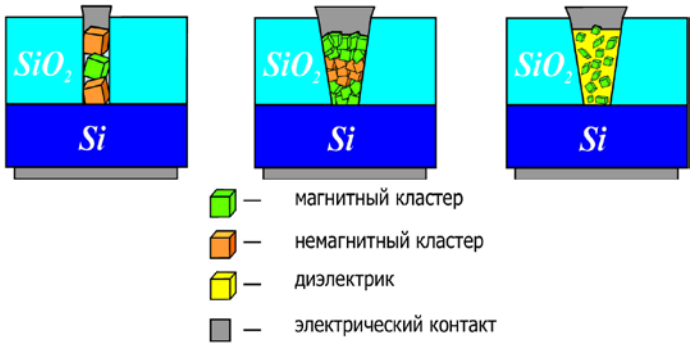


Рис. 1. Схематическое изображение структур с ГМС или ТМС, создаваемые электрохимическим заполнением протравленных ионных треков (пор) в SiO_2 мягкими магнетиками, полупроводниками и диэлектриками

Затем полученные образцы подвергались облучению ионами $^{197}Au^{26+}$ с энергией 350 МэВ.

Для этих целей использовали специальную камеру, которая позволяет сканировать ионным пучком шириной 3 см поверхность материала площадью 30 × 30 см^2.

В ходе следующего этапа выполнения работ, согласно методикам селективного химического травления, сформированные в слое SiO_2 латентные ионные треки протравливались плавиковой кислотой.

Рассмотрим процесс селективного травления ионных треков в слое диоксида кремния на примере использования плавиковой кислоты с концентрацией 1,35%. Вследствие различия в скоростях травления облученного и необлученного оксида кремния в слое SiO_2 формируются поры в виде конусов. Процесс травления можно представить в виде схемы, представленной на рис. 2.

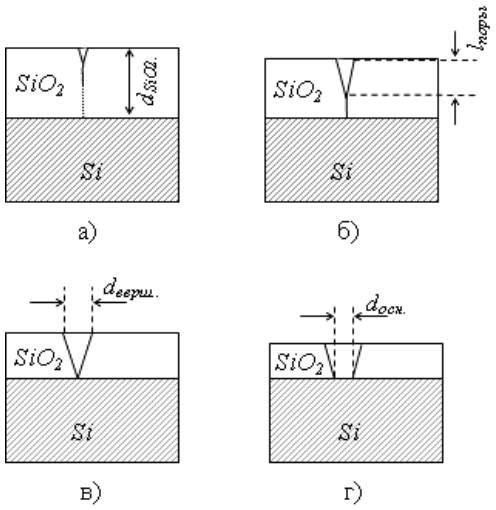


Рис. 2. Этапы травления латентных ионных треков в слое SiO_2 на подложке Si

На начальных этапах травления на поверхности SiO_2 протравливается небольшой конус (рис. 2а). Вероятно, в вершине этого конуса из-за высокой скорости травления внутри трека формируется тонкая протравленная область, которая достаточно быстро достигает основания Si подложки (рис. 2б). По мере травления увеличивается диаметр вершины поры ($d_{\text{верш.}}$) и увеличивается глубина, на которую протравливается пора ($l_{\text{поры}}$). При этом происходит также уменьшение толщины слоя SiO_2, (d_{SiO_2}). Через определенное время (~ 40 мин.) толщина слоя оксида кремния становится равной глубине поры (рис. 2в). Далее конус травления поры становится усеченным – открывается поверхность Si-подложки (рис. 2г). Диаметр основания поры ($d_{\text{осн.}}$) с увеличением продолжительности травления постоянно растет, растет и диаметр ее вершины. Так продолжается до тех пор, пока слой SiO_2 полностью не растворится в плавиковой кислоте.

Установлена временная зависимость параметров пор, формируемых травлением в плавиковой кислоте. Увеличение верхнего диаметра поры происходит практически линейно, нижний диаметр формируется при времени травления больше 40 мин. Глубина поры вначале травления экспоненциально возрастает, а затем уменьшается. Уменьшение глубины поры связано с тем, что при времени травления больше 40 мин. глубина поры становится равной толщине слоя SiO_2. Далее происходит уменьшение слоя оксида, что ведет к уменьшению глубины поры. Полное растворение слоя SiO_2 происходит за время ~ 90 мин.

В результате селективного химического травления латентных ионных треков в слое диоксида кремния растворами плавиковой кислоты с концентрацией 1,35% (в течение 40 мин.) сформированы стохастически размещенные поры в виде усеченных конусов с диаметрами оснований 200 нм (на границе с Si) и 250 нм и высотой 200 нм. Травление треков осуществлялось на всю глубину слоя SiO_2, до кремниевой подложки.

Далее электрохимическим осаждением было проведено наполнение протравленных ионных треков нанокластерами немагнитного и магнитного металла, а именно меди и никеля. Данный метод характеризуется высоким уровнем контроля процесса, включая варьирование структурных параметров, таких как размеры кластера, толщина слоя, последовательность слоев, а также композиции и морфологии осаждаемого материала посредством изменения потенциала электрода. В качестве рабочих электродов для электрохимического осаждения использовались монокристаллические Si пластины с кристаллографической ориентацией (100), вырезанные из кремния. Экспериментальная установка электрохимического осаждения состоит из потенциостата ПИ-50-1-1 с программатором ПР-8 и двухкоординатного планшетного самописца Н-307. Электрохимические эксперименты выполнены в стандартной трехэлектродной стеклянной ячейке с разделенными электродными пространствами. Для фотоэлектрохимических измерений используется кварцевая ячейка, снабженная плоскопараллельным окном. Также используются платиновый вспомогательный электрод и насыщенный хлорсеребряный электрод сравнения (ЭВ-1). В потенциодинамических измерениях скорость развертки потенциала составляет 20 мВ/с.

При заполнении нанокластерами меди протравленных ионных треков (нанопор) в слое диоксида кремния на подложке SiO_2 следует отметить высокую селективность формирования нанокластеров Cu в нанопоре в процессе осаждения (рис. 3). Степень заполнения нанопор нанокластерами меди приближалась к 100%.

Аналогично при заполнении никелем протравленных ионных треков (нанопор) в слое диоксида кремния на подложке SiO_2 наблюдали высокую степень селективности при формировании нанокластеров никеля в процессе осаждения (рис. 4).

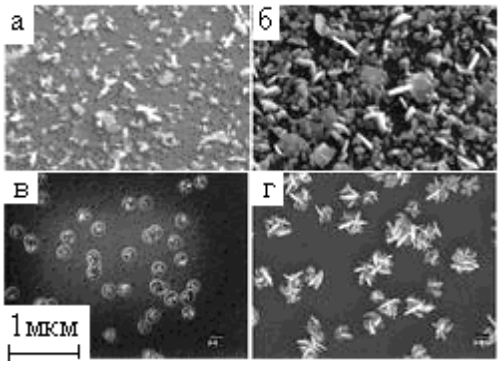


Рис. 3. Изображения сканирующей электронной микроскопии нанокластеров Cu, осажденных на поверхность подложек SiO_2 (а, б) и в нанопоры системы SiO_2/Si (в, г) при потенциале электрода сканирующего микроскопа минус 0,5 В

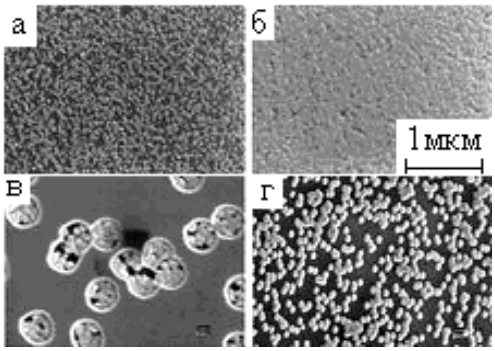


Рис. 4. Изображения сканирующей электронной микроскопии нанокластеров Ni, электроосажденных на SiO_2 (а, б) и в нанопоры системы SiO_2/Si (в, г) при потенциале электрода сканирующего микроскопа минус 1 В

При осаждении на подложку, содержащую латентные треки, никель вначале покрывает исключительно дно протравленной поры, но при этом дисперсность нанокластеров и морфология осадка (слой никеля) внутри поры и на свободной поверхности аналогичны. Осаждение никеля на поверхность окисленного кремния с латентными треками еще до полного заполнения открытых пор формирует на поверхности подложки высокодисперсную, дискретную структуру осадка. Морфология однофазного конденсата характеризуется топологическими неоднородностями с латеральными размерами в интервале 50–80 нм и высотой до 100 нм.

На рис. 5 приведены вольтамперные характеристики, записанные при осаждении Cu на n-Si с модуляцией освещения. На вольтамперной зависимости наблюдался гистерезис катодного тока, что свидетельствовало об автокаталитическом характере восстановления катионов меди. Кроме того, процесс диффузионно лимитирован, о чем свидетельствует экстремальный характер катодного тока. Стоит также отметить, что медь не окислялась в темновых условиях, но анодный ток регистрируется только при освещении. Этот факт свидетельствует о формировании барьера на гетерогранице n-Si/Cu. Медь формировала на n-Si трехмерные зародыши, осаждение которых происходило по прогрессивному механизму и было лимитировано диффузией катионов металла в электролите [5].

На рис. 6 представлены катодные вольтамперные характеристики n-Si электрода в электролите, содержащем ионы Ni_2^+.

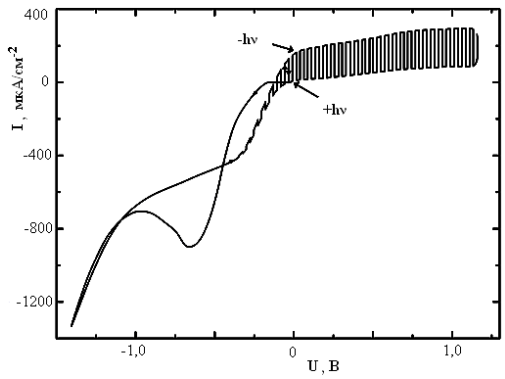


Рис. 5. Катодные вольтамперные характеристики n-Si электрода при электрохимическом осаждении меди, записанные при прерывистом освещении в электролите состава 0,5 моль/л H_3BO_3 + 0,005 моль/л $CuSO_4$

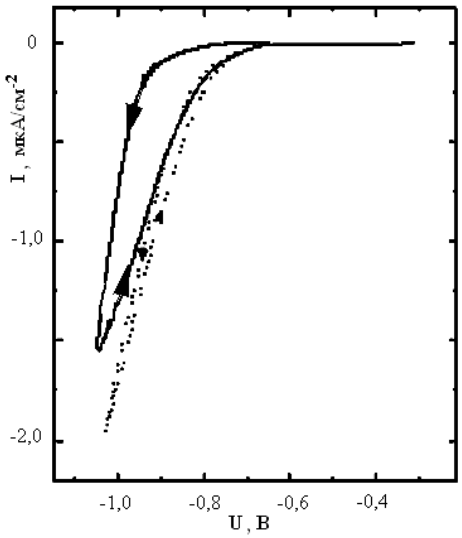


Рис. 6. Катодные вольтамперные характеристики n-Si электрода в 0,5 моль/л H_3BO_3 + 0,55 моль/л $NiSO_4$. Сплошная линия – первый скан потенциала, пунктирная – второй

Как видно из рисунка, электрохимическое осаждение никеля происходило с перенапряжением. Вольтамперная кривая характеризуется гистерезисом катодного тока, что свидетельствует об автокаталитическом характере осаждения никеля. На основании анализа хронамперометрических зависимостей было показано, что электрохимическое осаждение никеля происходило в кинетической области и с уменьшением потенциала рабочего электрода катодные токи возрастали [6].

На начальных стадиях электрохимического осаждения на подложке кремния никель формирует отдельно расположенные частицы, на более поздних стадиях – сплошное покрытие. Согласно данным рентгенофазового анализа, Ni кристаллизуется с образованием ГЦК структуры (параметр решетки a = 0,352 нм).

Таким образом, методами атомной силовой микроскопии установлено, что химическое осаждение никеля на поверхность окисленного кремния с латентными треками еще до полного заполнения открытых пор формирует на поверхности подложки высокодисперсную, дискретную структуру осадка. Морфология однофазного конденсата характеризуется топологическими неоднородностями с латеральными размерами в интервале 50–200 нм и высотой до 80 нм и изотропным развитием рельефа.

Список источников

1. *Реутов В.Н., Дмитриев С.Н.* Ионно-трековая нанотехнология // Рос. хим. журнал. 2002. Т. XLVI, № 5. С. 74–80.

2. *Fink D., Petrov A., Fahrner W.* Ion Track-Based Nanoelectronics // International Journal of Nanoscience. 2005. Vol. 4, No. 5–6. Pp. 965–973.

3. Пат. 2538577 Российской Федерации. Способ создания композиционной мембраны для очистки водорода / В.М. Иевлев, Е.К. Белоногов, А.А. Максименко [и др.]. Заявл. 22.01.2013. Опубл. 10.01.2015, бюл. № 1.

4. *Демьянов С.Е., Канюков Е.Ю., Петров А.В.* Наноструктуры систем Si/SiO_2/металл с треками быстрых тяжелых ионов // Известия РАН. Серия физическая. 2008. Т. 72, № 9. С. 1262–1264.

5. *Ivanov D.K., Streltsov E.A., Fedotov A.K.* Electrochemical deposition of PbSe and CdTe nanoparticles onto p-Si (100) wafers and into nanopores in SiO_2/Si (100) structure // Thin Solid Films. 2005. Vol. 490, No. 2. Pp. 154–160.

6. *Ivanova Yu.A., Ivanov D.K., Fedotov A.K.* Electrochemical deposition of Ni and Cu onto monocrystalline n-Si (100) wafes and into nanopores in Si/SiO_2 template // Journal of materials science. 2007. Vol. 42. Pp. 9163–9169.

Информация об авторах

В.Е. Сахаров, главный метролог
Д.Б. Омороков, к.ф.-м.н., старший преподаватель
Н.Ю. Евсикова, к.ф.-м.н., заведующая кафедрой общей и прикладной физики

Information about the authors

V.E. Sakharov, Chief Metrologist
D.B. Omorokov, Ph.D. in Physics and Mathematics, Senior Lecturer
N.Yu. Yevsikova, Ph.D. in Physics and Mathematics, Head of the Department of General and Applied Physics

Статья поступила в редакцию 17.10.2023
Одобрена после рецензирования 23.10.2023
Принята к публикации 27.10.2023

The article was submitted 17.10.2023
Approved after reviewing 23.10.2023
Accepted for publication 27.10.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 60–67. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 60–67. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Моделирование и натурные экспериментальные исследования линейной антенной решетки Ku-диапазона, состоящей из линзовых излучателей больших электрических размеров

Ю.Г. Пастернак[1], В.А. Пендюрин[2], Д.К. Проскурин[3], Р.Е. Рогозин[4]
[1,3,4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[2]НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]ruslan-96-01-09@mail.ru

Аннотация. *Использование линзовых антенн из однородных диэлектриков позволяет создавать недорогие, простые в производстве и широкополосные антенные системы с высокими направленными характеристиками, обладающими, однако, существенной массой. В работе описаны результаты измерений электродинамических характеристик синфазной антенной решетки, созданной на базе нерегулярной линзы и предназначенной для использования в мобильных терминалах спутниковой связи Ku-диапазона, с механическим управлением линейной поляризацией. В качестве элементов антенной решетки используются линзовые антенны из однородного диэлектрика с облучаемой сферической и теневой эллиптической сторонами. Использование таких излучателей позволило улучшить направленные свойства антенной системы без существенного повышения стоимости производства. Основной недостаток разработанной антенной системы – ее масса. Результаты натурных измерений макета антенной системы подтвердили достоверность численного расчета.*

Ключевые слова: *антенные решетки, нерегулярная линза, однородные линзовые антенны.*

Modeling and field experimental studies of a Ku-band linear antenna array consisting of lens emitters of large electrical dimensions

Yu.G. Pasternak[1], V.A. Pendyurin[2], D.K. Proskurin[3], R.E. Rogozin[4]
[1,3,4]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[2]RPE «Automated Communication Systems» (RPE «ACS»), Voronezh, Russia
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]ruslan-96-01-09@mail.ru

Abstract. *The use of lens antennas made of homogeneous dielectrics makes it possible to create low-cost, easy-to-manufacture and broadband antenna systems with high directional characteristics, still with a significant mass. Electrodynamic measurement results for in-phase antenna array with mechanical control of linear polarization based on irregular lens and designed for the use in mobile satellite communication terminals in the Ku-band are described in the study. Lens antennas made of a homogeneous dielectric with an irradiated spherical and shadow elliptical side are used as elements of the antenna array. The use of such emitters made it possible to improve the directional properties of the antenna system without a significant increase in production costs. The main disadvantage of the developed antenna system is its weight. The results of the antenna system mock-up field measurements confirmed the reliability of numerical calculation.*

Keywords: *antenna arrays, irregular lens, uniform lens antennas.*

В условиях импортозамещения, когда существенно затруднена закупка зарубежных систем связи, существует актуальная проблема, связанная с необходимостью разработки отечественных систем радиосвязи различного назначения, в том числе мобильных терминалов спутниковой связи.

Антенные системы, используемые в мобильных терминалах спутниковой связи, предназначены для приема слабых сигналов с заранее неизвестной поляризацией, поэтому к таким антеннам предъявляются следующие требования:

– высокие значения коэффициента направленного действия (КНД);

– небольшие потери;

– низкий уровень боковых лепестков (УБЛ);

© Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Проскурин Д.К., Рогозин Р.Е., 2023

– при размещении антенной системы на борту транспортного средства или летательного аппарата накладываются еще и дополнительные массогабаритные ограничения.

В настоящее время для мобильных терминалов спутниковой связи разработаны различные конструкции антенных систем, созданных на основе антенных решеток (АР), параболических антенн, линзовых антенн. Подробный обзор существующих технических решений, а также примеры использования различных антенных систем в мобильных терминалах спутниковой связи приведены в [1–5].

Антенные системы, созданные на базе линз из однородных диэлектриков, имеют следующие достоинства:

– хорошие направленные свойства;

– простота производства и небольшая стоимость;

– возможность реализации линейной (горизонтальной/вертикальной) или круговой поляризации;

– использование осесимметричных антенн, позволяющее создавать многолучевые антенные системы (МЛА) с неискаженной формой сканирующего луча в широком секторе углов;

– возможность создания широкополосных антенных систем.

В то же время линзовые антенные системы из однородных диэлектриков обладают существенной массой, что накладывает определенные ограничения на их практическое использование.

Один из основных недостатков линзовых антенн связан с большими габаритами апертуры. Из теории антенн известно, что повышение КНД в апертурных антенных системах достигается за счет увеличения площади раскрыва антенны. В частотности, для повышения КНД на 3 дБ требуется увеличить излучающую площадь раскрыва в 2 раза. Поэтому повышение КНД за счет увеличения геометрических размеров антенны в ряде случаев сделает антенную систему слишком громоздкой и тяжелой.

Другой подход к повышению КНД связан с использованием линзовых антенн в качестве элементов АР. Примеры построения АР из линзовых сферических антенн приведены в [6, 7]. Однако из теории антенн известно, что АР, обладающие большим шагом расположения излучателей (шаг превышает длину волны), характеризуются наличием побочных дифракционных максимумов в множителе АР, что способствует повышению УБЛ, который может существенно превышать величину –13.2 дБ (УБЛ синфазного равноамплитудного раскрыва). Для подавления побочных дифракционных максимумов и снижения УБЛ в АР возможно использовать направленные излучатели (линзовые антенны являются высоконаправленными антенными), при этом нет никаких гарантий, что УБЛ снизится до –13.2 дБ. При неэквидистантном расположении излучателей возможно снижение УБЛ, однако существенно возрастут габариты всей антенной системы.

Один из целесообразных подходов к уменьшению УБЛ в линейных синфазных АР заключается в использовании запатентованной конструкции – нерегулярной линзы [8]. На рис. 1 схематично показан пример реализации антенной системы на основе нерегулярной линзы.

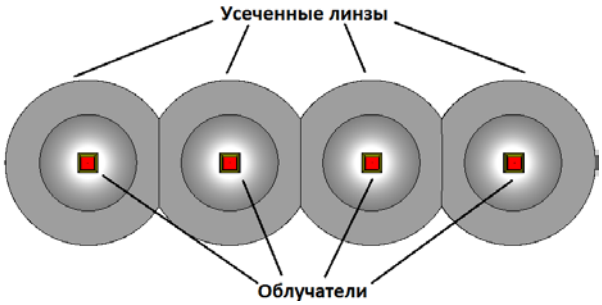


Рис. 1. Антенная система
на основе нерегулярной линзы

В общем случае нерегулярная линза – АР, состоящая из усеченных линзовых антенн, центры которых расположены вдоль одной оси. Электромагнитное поле в раскрыве каждого из линзовых излучателей формируется как полем собственного излучателя линзы (излучатель, который расположен напротив линзы), так и электромагнитными полями двух соседних. Это позволяет выровнять амплитудное распределение электромагнитного поля в раскрыве антенны, приблизив его практически к равномерному в центре и спадающему на краях. Тем самым, удается приблизить УБЛ к величине –13.2 дБ.

Нерегулярная линза может быть выполнена на базе различных антенн, например на основе сферических антенн (из однородных диэлектриков или на основе линз Люнеберга), на основе плоских печатных линз (каждая линза представляет собой многослойную печатную плату) и т.д. [8–10].

Антенные системы, созданные на базе нерегулярной линзы, характеризуются УБЛ, близким к величине –13.2 дБ. Однако КНД зависит от

направленных свойств излучателей: для улучшения направленных свойств антенной системы целесообразно использовать излучатели АР, обладающие высокими значениями коэффициента использования поверхности (КИП), например сферические линзы Люнеберга. Для уменьшения стоимости производства антенной системы целесообразно использовать однородные сферические линзовые антенны с облучаемой сферической стороной и теневой в виде эллипсоида вращения, описанные в [9].

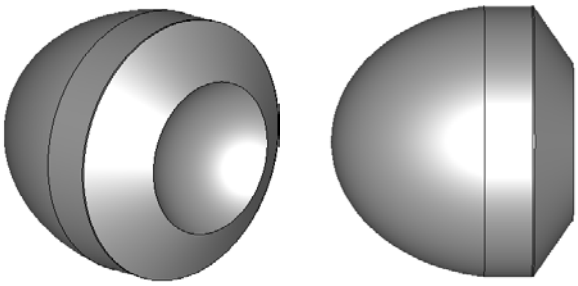
Цель настоящей работы – исследование электродинамических характеристик макета нерегулярной линзы, состоящей из однородных линзовых антенн с облучаемой сферической стороной и теневой стороной в виде эллипсоида вращения.

Нерегулярная однородная линза

Разработанная нерегулярная линза, описанная в [], имеет следующие геометрические параметры:

– диаметр раскрыва излучателей АР 200 мм;
– число элементов в АР 4 шт.;
– шаг расположения излучателей 170 мм;
– длина антенны 710 мм.

Излучатель АР – однородная линзовая антенна, изготовленная из полистирола (ε_r = 2,55, tg(δ) = 0,0007) с теневой стороной в виде эллипсоида вращения (меньший радиус эллипсоида 100 мм, больший радиус эллипсоида 128 мм) и облучаемой стороной в виде сферы радиуса 72 мм. Благодаря простоте конструкции линза может быть изготовлена на токарном станке. На рис. 2 показан внешний вид излучателя АР.



а) общий вид б) вид сбоку

Рис. 2. Внешний вид одиночного излучателя

В качестве облучателя линзы используется конический рупор, возбуждаемый антенной Вивальди, описанный в [9]. На рис. 3 показаны результаты численного моделирования коэффициента усиления (КУ) одиночной линзы. На рис. 4 показаны частотные зависимости КНД и КИП. Для численного моделирования используется метод Вейланда [11, 12]. Более подробное описание электродинамических характеристик одиночной линзы содержится в [9].

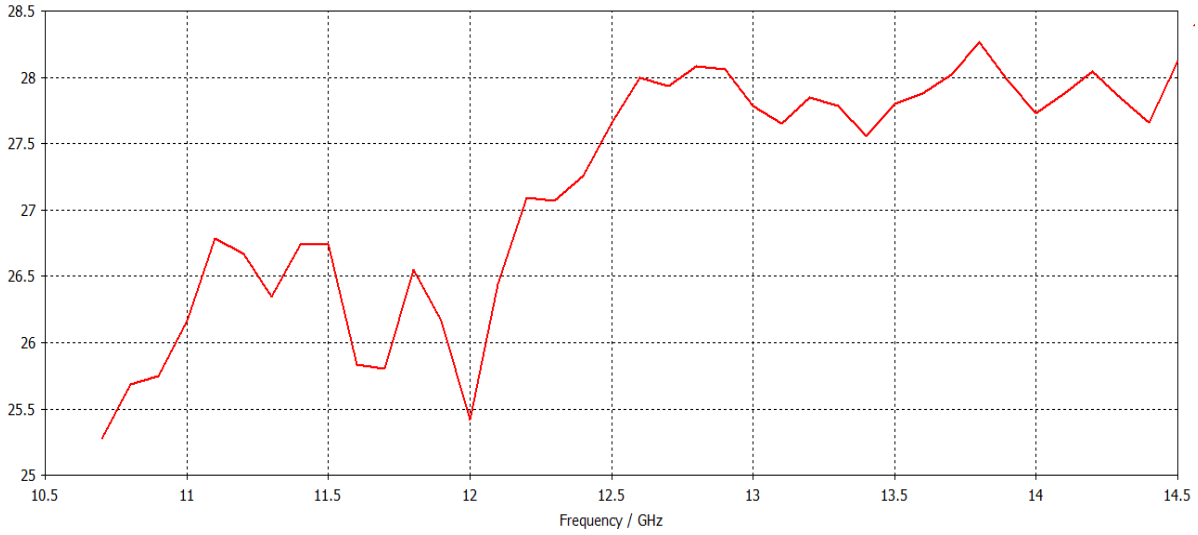
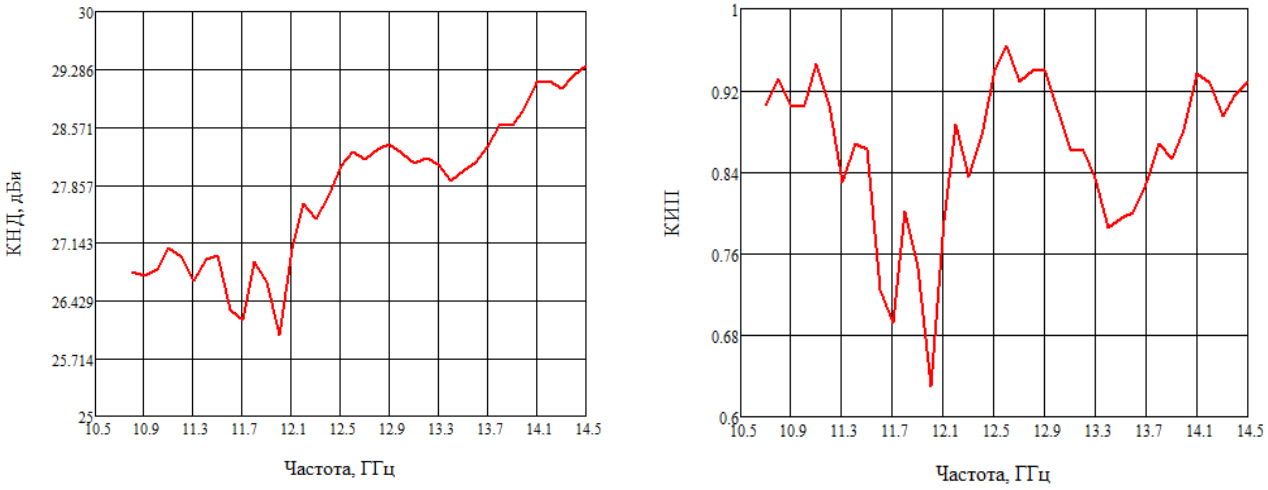


Рис. 3. КУ одиночной линзы



а) КНД б) КИП

Рис. 4. Частотные зависимости КНД и КИП одиночной линзы

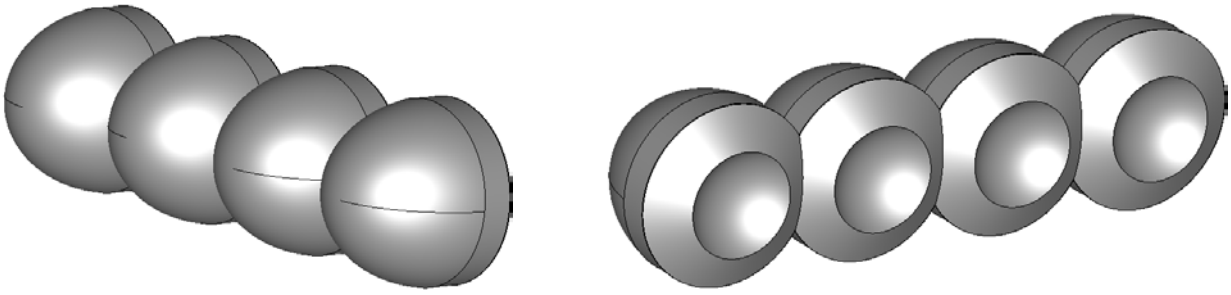
Из анализа полученных результатов следует:

– потери в линзе с учетом согласования не превышают 1.6 дБ во всем исследуемом диапазоне частот;

– КНД достигает 29.3 дБи;

– локальный минимум КИП составляет 0.63 (в диапазоне 11.56–12 ГГц), в остальном исследуемом диапазоне частот КИП превышает 0.76, при этом максимальное значение составляет 0.964.

Диаграммообразующий тракт (ДОТ) антенной системы выполнен на основе волноводного 6-дБ делителя мощности (волновод типа WR-75). Для возбуждения щелевой антенны Вивальди используется коаксиально-волноводный переход с отверстием в широкой стенке волновода. Подробное описание ДОТ содержится в [9]. На рис. 5 показан внешний вид нерегулярной однородной линзы. Расчетная масса линзы составляет 13.7 кг.



а) общий вид нерегулярной линзы б) нерегулярная линза со стороны облучателей

Рис. 5. Нерегулярная линза из однородного диэлектрика

На рис. 6 показана расчетная частотная зависимость КУ нерегулярной линзы. Потери в антенной системе показаны на рис. 7.

Из полученных результатов следует:

– потери в линзе с учетом согласования не превышают 1.6 дБ во всем исследуемом диапазоне частот;

– КНД достигает 29.3 дБи;

– КИП достигает 0.82.

На рис. 8 показана объемная ДН на частоте 12.5 ГГц.

Подробное описание результатов численного моделирования антенной системы приведено в [9].

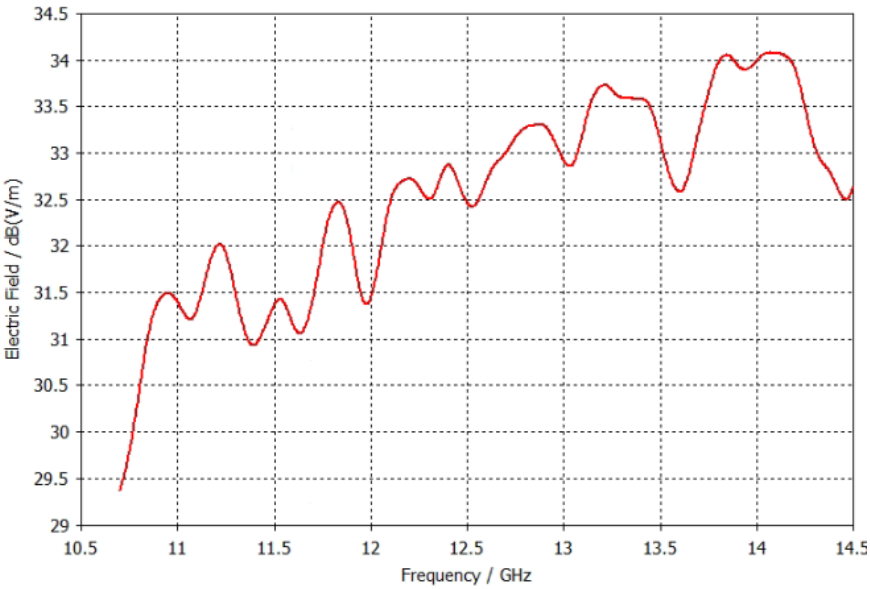


Рис. 6. Зависимость КУ от частоты

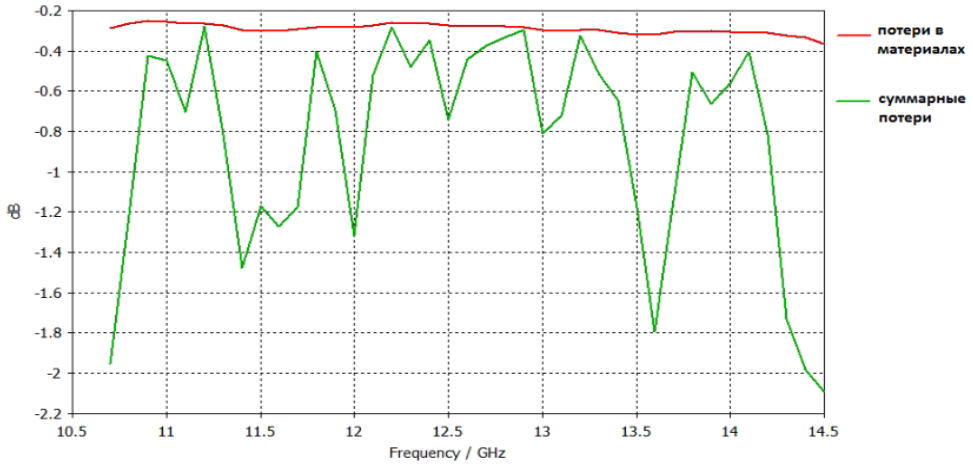


Рис. 7. Потери в антенной системе

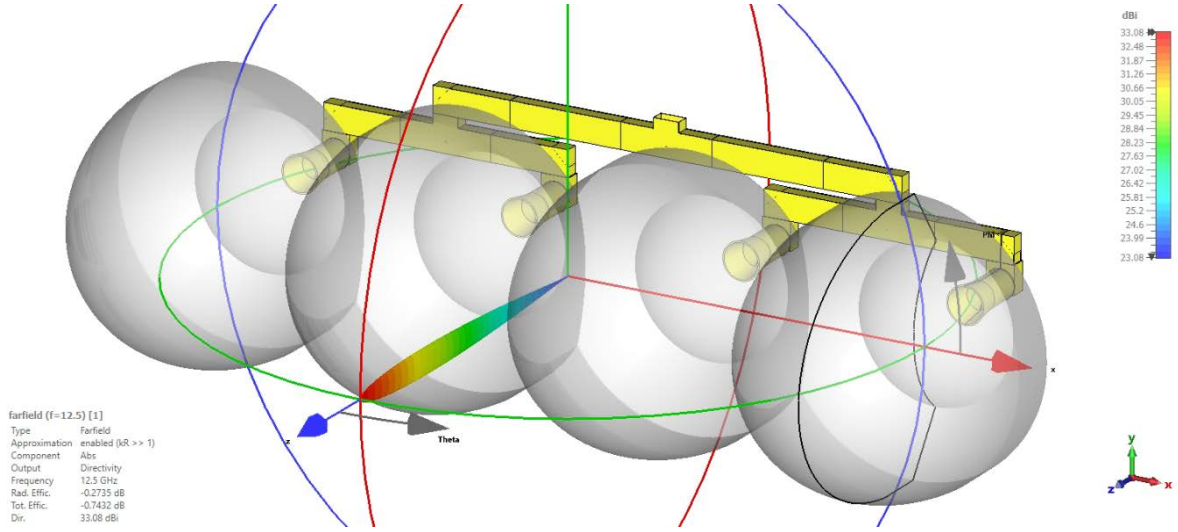


Рис. 8. ДН в объеме на частоте 12.5 ГГц

На основе полученных результатов численного моделирования были изготовлены действующие макеты одиночного излучателя и антенной системы на основе нерегулярной однородной линзы. Для изготовления линзовых антенн использовался фрезерный станок, поэтому линзовые антенны имеют небольшую стоимостью производства. На рис. 9, 10 показан внешний вид макета одиночной линзы, а также измеренная частотная зависимость КУ.

Из анализа рис. 3, 10 следует, что натурные измерения макета подтвердили достоверность расчетов. КУ достигает 27.25 дБи.

На рис. 11, 12 показан внешний вид нерегулярной однородной линзы, а также ее измеренный КУ.

а) общий вид б) вид со стороны облучателя

Рис. 9. Внешний вид макета одиночной линзы

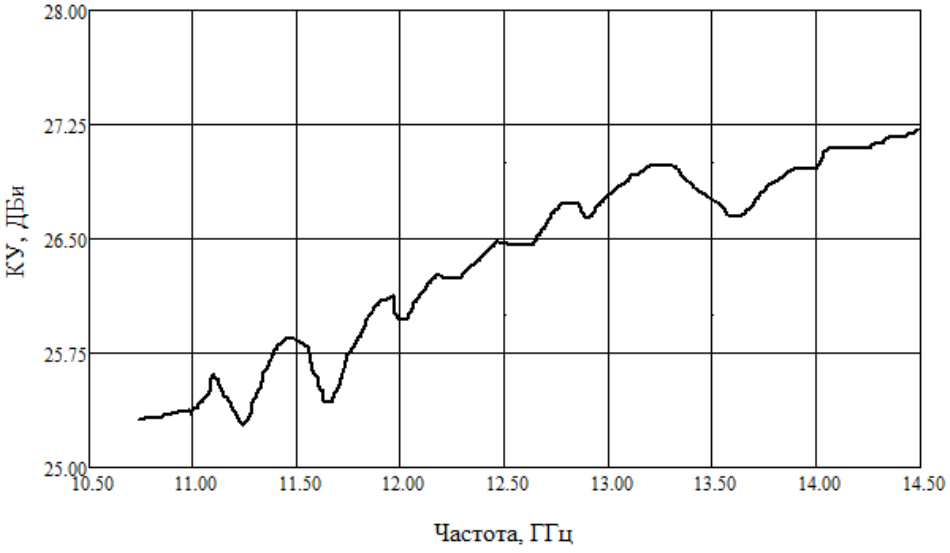


Рис. 10. Результаты измерений КУ одиночной линзы

а) общий вид б) вид со стороны облучателя

Рис. 11. Внешний вид макета нерегулярной линзы

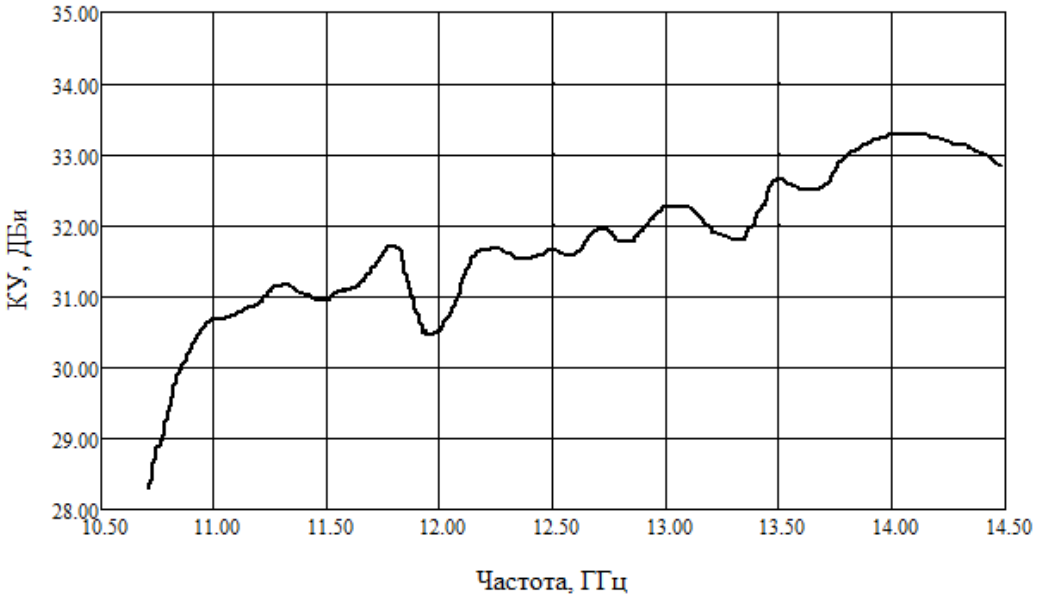


Рис. 12. Результаты измерений КУ нерегулярной линзы

Анализ полученных результатов, а также рис. 6 показал, что натурные измерения хорошо согласуются с результатами моделирования: КУ антенной системы достигает 33.2 дБи.

Заключение

Разработана и изготовлена антенная система с механическим управлением поляризацией для мобильных терминалов спутниковой связи, обладающая высокими направленными характеристиками. Благодаря использованию однородного диэлектрика при изготовлении линзы, существенно снизилась стоимость производства антенны по сравнению с другими конструкциями (например, с нерегулярными линзами на основе сферических линз Люнеберга).

Расчетные потери в диэлектрике тела линзы составляю менее 1 дБ. Проведены натурные измерения КУ макета антенной системы, подтверждающие достоверность численного электромагнитного моделирования.

Основной недостаток разработанной антенной системы связан с ее существенной массой, что ограничивает ее применение в системах связи, имеющих массогабаритные ограничения.

Список источников

1. *Zhou H., Jong M., Lo G.* Evolution of satellite communication antennas on mobile ground terminals // International Journal of Antennas and Propagation. 2015. Vol. 2015. 14 p.

2. A novel hybrid phased array antenna for satellite communication on-the-move in Ku-band / G.D. Han [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, No. 4. Pp. 1375–1383.

3. Антенные решётки спутниковых мобильных телекоммуникационных систем / Е.В. Овчинникова [и др.] // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2021. Т. 182, № 3. С. 39–54.

4. Low profile hemispherical lens antenna array on a ground plane: patent 5781163 United States / L.J. Ricardi, F.W. Cipolla; date of patent 14.07.1998.

5. Разработка фазированной антенной решетки с запиткой от печатной линзы Ротмана для мобильного терминала спутниковой связи / Ю.Г. Пастернак [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 2. С. 88–102.

6. Lens arrays configurations for improved signal performance: patent 20210167514 United States / S. Matitsine, L. Matytsine, A. DeMarco; date of patent 03.05.2021.

7. Spherical lens array based multi-beam antennae: patent 10326208 United States / S. Matitsine, L. Matytsine, A. DeMarco; date of patent 18.06.2019.

8. Нерегулярная линза и многолучевая антенная система с двумя ортогональными поляризациями на ее основе: пат. 2765570 Рос. Федерация / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Р.Е. Рогозин; заявл. 09.02.2021. опубл. 01.02.2022.

9. *Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Проскурин Д.К., Рогозин Р.Е.* Синфазная антенная решетка на основе нерегулярной линзы из однородного диэлектрика для мобильного терминала спутниковой связи // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 2. С. 60–67.

10. *Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Проскурин Д.К., Рогозин Р.Е.* Синфазная печатная антенная решетка с механическим управлением линейной поляризацией для мобильного терминала спутниковой связи // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 2. С. 68–75.

11. *Weiland T.A.* Discretization method for the solution of Maxwell`s equations for six-component fields Electronics and Communication. 1977. Vol. 31(3). Pp. 116–120.

12. *Clemens M., Weiland T.* Discrete electromagnetism with the finite integration technique // Progress In Electromagnetics Research – PIER. 32. 2001. Pp. 65–87.

Информация об авторах

Юрий Геннадьевич Пастернак, д.т.н., профессор
Владимир Андреевич Пендюрин, к.т.н., генеральный директор НПП «АСС»
Дмитрий Константинович Проскурин, к.ф.-м.н., доцент, ректор ВГТУ
Руслан Евгеньевич Рогозин, соискатель

Information about the authors

Yuri G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Science, Professor
Vladimir A. Pendyurin, Ph.D. in Engineering Science, Director General of RPE «ACS»
Dmitry K. Proskurin, Ph.D. of Physics and Mathematics, associate professor, Rector of VSTU
Ruslan E. Rogozin, applicant

Статья поступила в редакцию 18.09.2023
Одобрена после рецензирования 25.09.2023
Принята к публикации 29.09.2023

The article was submitted 18.09.2023
Approved after reviewing 25.09.2023
Accepted for publication 29.09.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 68–72. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 68–72. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Многолучевая антенна из однородной линзы на основе метаматериальных ячеек

Ю.Г. Пастернак[1], В.А. Пендюрин[2], Д.К. Проскурин[3], С.М. Фёдоров[4]
[1,3,4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[2]НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Предложена конструкция однородной линзы, составленная из одинаковых элементарных ячеек в виде объемных крестов с поперечными перекладинами, размещаемых в оболочке из полистирола, а также в виде параллельных друг другу односторонних печатных плат с вытравленными на них крестами с поперечными перекладинами и системой поперечных штырей. На основе результатов математического моделирования для обоих вариантов был определен эффективный коэффициент преломления.*

Ключевые слова: *однородная линза, элементарная ячейка.*

Multipath antenna made of a homogeneous lens based on metamaterial cells

Yu.G. Pasternak[1], V.A. Pendyurin[2], D.K. Proskurin[3], S.M. Fedorov[4]
[1,3,4]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[2]RPE «Automated Communication Systems» (RPE «ACS»), Voronezh, Russia
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *The design of a homogeneous lens is proposed made up of identical elementary cells in the form of three-dimensional crosses with transverse crossbars placed in a polystyrene shell, as well as in the form of parallel one-sided printed circuit boards with crosses etched on them with transverse crossbars and a system of transverse pins. Based on the results of mathematical modeling the effective refractive index was determined for both variants.*

Keywords: *homogeneous lens, unit cell.*

Благодаря своим фокусирующим свойствам неоднородные линзы Люнеберга находят широкое применение во множестве приложений, таких как создание многолучевых антенн для частотного и пространственного сканирования. Каждая точка на поверхности линзы Люнеберга является идеальной частотно-независимой точкой фокуса. Реализуется это с помощью градиентного изменения коэффициента преломления при движении от центра к краю линзы по закону $n^2 = 2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2$ [1]. На практике линзы Люнеберга изготавливают в виде конечного числа концентрических слоев однородного диэлектрика [2]. При этом неточности в процессе производства приводят к появлению зазоров, заполненных воздухом, что ухудшает рабочие характеристики линзы Люнеберга. Более того, для подобной конструкции требуется набор диэлектрических материалов с диэлектрическими проницаемостями, изменяющимися от 1 до 2.

Существуют конструкции линзы Люнеберга, представляющие собой слоистую структуру, в которой необходимый коэффициент преломления реализуется как эффективное значение суммы диэлектрической проницаемости диэлектрика и воздуха, добавленного, например, в виде отверстий в слое диэлектрического материала [3]. Также существуют конструкции цилиндрической линзы Люнеберга, обладающие уменьшенными размерами, но способные управлять лучом только в одной плоскости [4]. Уменьшение размеров и создание конформных вариантов линзы Люнеберга и позволяют добиться и применения трансформационной оптики [5]. В по-

© Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Проскурин Д.К., Фёдоров С.М, 2023

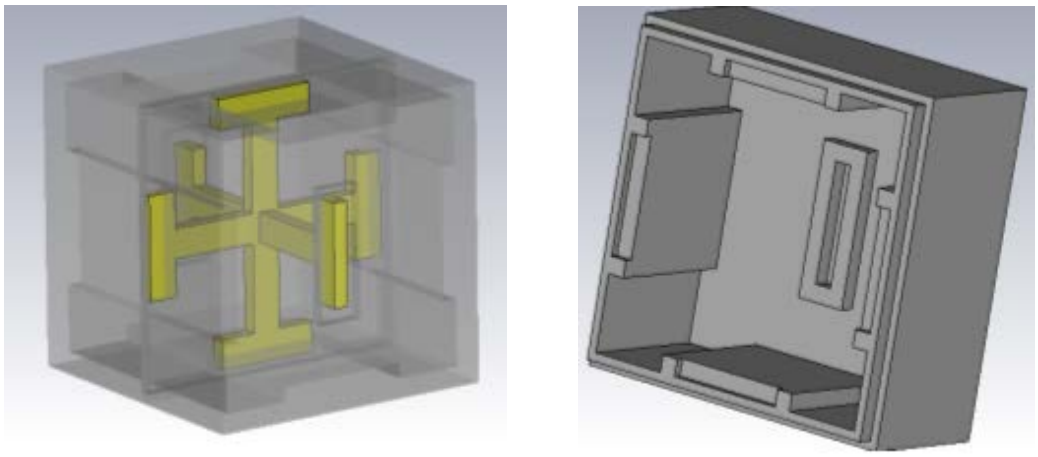
следнее время многие исследования посвящены разработке линзы Люнеберга на основе различных метаматериалов [6, 7].

Общим недостатком, присущим линзам Люнеберга независимо от их конструкционного исполнения, является необходимость использования элементов с различными размерами и свойствами для реализации необходимого распределения коэффициента преломления. В настоящей статье предлагается для создания многолучевых антенн для диапазона частот 1–8 ГГц (L-, S- и C-диапазоны) с коэффициентом направленного действия до 30 дБи использовать сферическую однородную линзу, состоящую из одинаковых ячеек, вместо неоднородной линзы, состоящей из ячеек с различными параметрами и поэтому сложной в производстве.

Разработка конструкций однородной линзы

Конструкция разработанной сферической линзы составляется и собирается из «кубиков» с размером приблизительно λ_{min}, оболочка которых сделана из полистирола толщиной 1 мм, а внутри располагаются объемные кресты с поперечными перекладинами (состоят из 3 алюминиевых деталей – плоского креста и двух поперечных элементов – рис. 1).

Второй вариант однородной линзы строился на основе элементов в виде параллельных друг другу односторонних печатных плат (FR-4, толщина 0.5 мм) с вытравленными на них крестами с поперечными перекладинами и системой поперечных штырей (рис. 2). Использование технологии печатных плат для производства таких ячеек существенно упрощает и удешевляет производственный процесс.



а) б)

Рис. 1. Элементарная ячейка в виде объемного креста (а) и ее оболочка из полистирола (б)

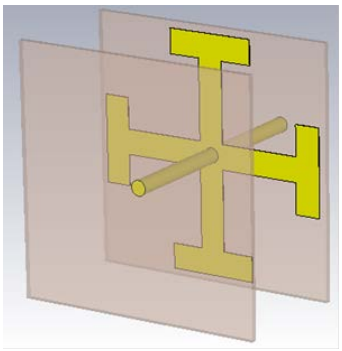


Рис. 2. Фрагмент (ячейка Флоке) замедляющей структуры на основе параллельных друг другу односторонних печатных плат

Для определения эффективного коэффициента преломления была сформирована структура из 5 × 5 × 5 ячеек Флоке, размещенная в волноводе с портами запитки на противоположных сторонах (рис. 3). В результате математического моделирования были S-параметры для частотного диапазона от 1 ГГц до 2 ГГц (рис. 4). Для вычисления эффективного коэффициента преломления будем использовать следующею формулу:

$$\lambda_{\text{прод}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{n_{\text{эфф}}^2 - \left(\frac{\lambda_0}{z \cdot a}\right)^2}}. \qquad (1)$$

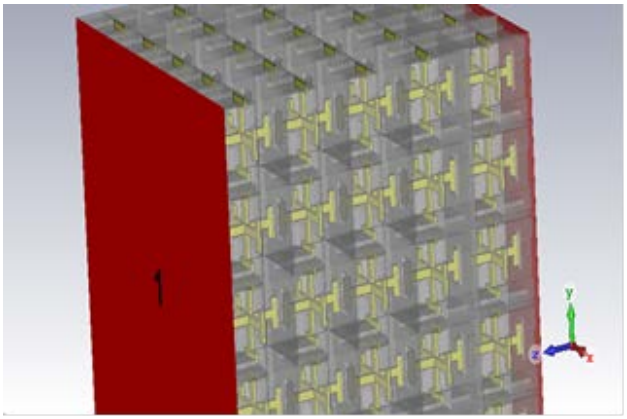


Рис. 3. Волновод с идеально проводящими стенками
с заполнением 5 × 5 × 5 ячеек Флоке. Размеры кубиков – 20 × 20 × 20 мм

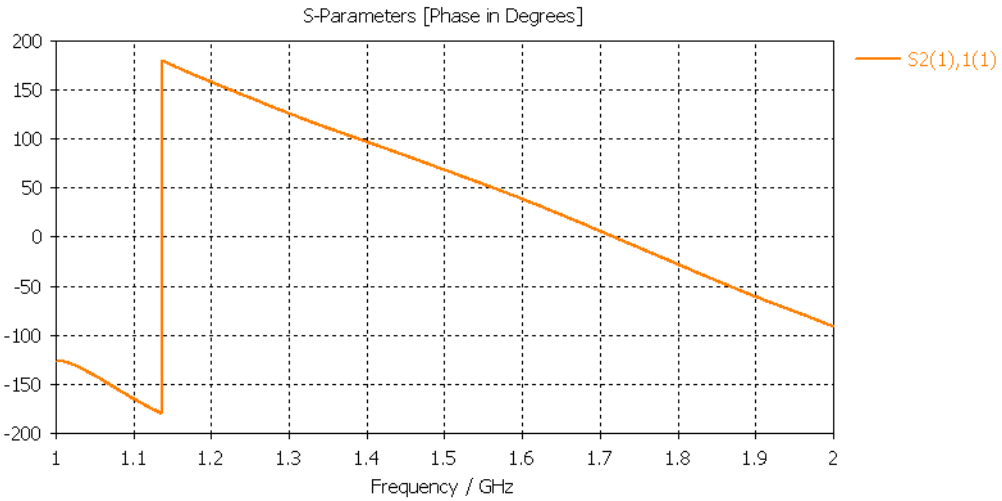
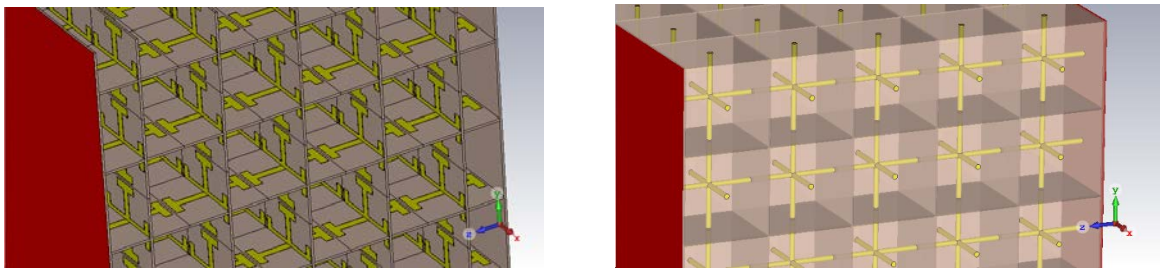


Рис. 4. Аргумент коэффициента передачи $\arg(S_{21})$
в полосе частот 1–2 ГГц для первого варианта структуры

На частоте 1.717 ГГц (длина волны в вакууме – 174.7 мм) в волноводе с поперечным сечением 100 мм на 100 мм и длиной 100 мм (рис. 3) умещается продольная длина волны. Следовательно, в соответствии с (1) на частоте 1.717 ГГц эффективный коэффициент преломления составит 1.953.

Для нахождения оптимальных параметров поперечных проводников печатных крестов, а также цилиндров, размещаемых между соседними печатными платами, использовалась вспомогательная структура, размещаемая между 2 волноводными портами в волноводе с поперечным сечением 100 мм на 100 мм и длиной 100 мм (рис. 5).



а) б)

Рис. 5. Вспомогательная структура для второго варианта элементарной ячейки, необходимая для нахождения оптимальных параметров поперечных проводников печатных крестов (а) и цилиндров, размещаемых между соседними печатными платами (б)

На рис. 6 приведен график S_{21}-параметра, полученный в ходе математического моделирования вспомогательной структуры. На основе этого графика можно сделать вывод, что на частоте 1.92 ГГц среднее значение эффективного коэффициента преломления вспомогательных структур 1 и 2 составляет 1.747.

Сформированная на основе разработанных элементарных ячеек многолучевая антенна обладает следующими рабочими характеристиками. Диаметр линзы – 1860 мм. Коэффициент направленного действия на частоте 1 ГГц – 23 дБи. Ширина главных лепестков на частоте 1 ГГц в обеих плоскостях – около 12.8 градусов. Коэффициент направленного действия на частоте 2 ГГц – 29 дБи. Ширина главных лепестков на частоте 2 ГГц в обеих плоскостях – около 6.4 градуса.

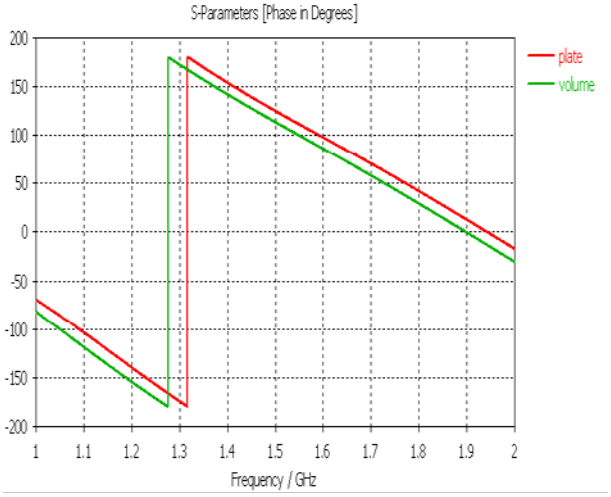


Рис. 6. Аргумент коэффициента передачи $\arg(S_{21})$ в полосе частот 1–2 ГГц для второго варианта структуры

Заключение

В настоящей статье предложены конструкции элементарных ячеек для построения однородных линз, отличающихся существенно большей простотой в производстве, чем неоднородные линзы Люнеберга. Кроме того, использование разработанных конструкций для построения многолучевых антенн позволит добиться уменьшения веса и обеспечить достаточно высокие рабочие характеристики.

Список источников

1. *Luneburg R. K.* Mathematical Theory of Optics. Providence, Rhode Island: Brown University. 1944. Pp. 189–213.

2. *Gutman A.S.* Modified Luneberg Lens // Journal of Applied Physics. 1954, 25, 855.

3. *Rondineau S., Himdi M., Sorieux J.* A sliced spherical Luneburg lens // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2003. Vol. 2. Pp. 163–166. doi:10.1109/lawp.2003.819045.

4. *Qu B., Yan S., Zhang A., Wang F., Xu Z.* 3-D Printed Cylindrical Luneburg Lens for Dual Polarization // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 20(6), Pp. 878–882. doi:10.1109/lawp.2021.3065938.

5. *Mateo-Segura C., Lorente-Crespo M., Hao Y.* All dielectric conformal Luneburg lens based antenna // 2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014). doi:10.1109/eucap.2014.6902459.

6. *Kampouridou, D. C., Karamanos T. D., Dimitriadis A. I., Kantartzis N. V.* Metamaterial-based 3D Luneburg lens antenna design for microwave frequencies // 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2016). doi:10.1109/eucap.2016.7481903.

7. *Liu K., Ghasemifard F., Quevedo-Teruel O.* Broadband metasurface Luneburg lens antenna based on glide-symmetric bed of nails // 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2017). doi:10.23919/eucap.2017.7928545.

Информация об авторах

Юрий Геннадьевич Пастернак, д.т.н., профессор
Владимир Андреевич Пендюрин, к.т.н., генеральный директор НПП «АСС»
Дмитрий Константинович Проскурин, к.ф.-м.н., доцент, ректор ВГТУ
Сергей Михайлович Фёдоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

Yuri G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Science, Professor
Vladimir A. Pendyurin, Ph.D. in Engineering Science, Director General of RPE «ACS»
Dmitry K. Proskurin, Ph.D. of Physics and Mathematics, associate professor, Rector of VSTU
Sergey M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 29.05.2023
Одобрена после рецензирования 05.06.2023
Принята к публикации 13.06.2023

The article was submitted 29.05.2023
Approved after reviewing 05.06.2023
Accepted for publication 13.06.2023

Разное

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 73–78. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 73–78. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 004.032.26 ; 621.396

Оценка точности нейросетевой модели, обученной на синтетических данных

Максим Сергеевич Данилов[1], Андрей Николаевич Голубинский[2], Ирина Витальевна Михайлова[3]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[3]Воронежский гос. университет, Воронеж, Россия
[1]m.s.danilov@sozvezdie.su, [2]a.n.golubinskiy@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассматривается оценка точности нейросетевой модели, обученной на синтетических данных. Приведен модельный пример и проведена соответствующая оценка точности.*

Ключевые слова: *нейросетевая модель, точность модели, зависимые случайные события.*

Miscellaneous

Evaluation of the accuracy of a neural network model trained on synthetic data

Maxim S. Danilov[1], **Andrey N. Golubinsky**[2], **Irina V. Mikhailova**[3]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[3]Voronezh State University, Voronezh, Russia
[1]m.s.danilov@sozvezdie.su, [2]a.n.golubinskiy@sozvezdie.su

Abstract. *Evaluation of the accuracy of a neural network model trained on synthetic data is considered. A model example is given and an appropriate accuracy assessment is carried out.*

Keywords: *neural network model, model accuracy, dependent random events.*

Настоящее время характеризуется активным ростом и широким распространением технологий искусственного интеллекта в повседневной жизни. Одним из самых востребованных направлений этой технологии являются искусственные нейронные сети (ИНС). Однако помимо несомненных плюсов, использование данных технологий имеет и множество подводных камней. В частности, ИНС очень чувствительны к качеству и количеству данных, на которых проходит их обучение [1]. Чем многочисленнее и многообразнее данные, тем более точную нейросетевую модель мы сможем получить. Существует множество параметров оценки точности сети в зависимости от назначения, задач и результатов, которые должны реализовывать ИНС [2]. Одной из основных проблем в этом случае является ситуация, когда количество имеющихся данных недостаточно, а их получение связано с огромными затратами человеческих или иных ресурсов. В этом случае для получения необходимого количества данных нам могут помочь математические модели, описывающие данное явление. Зачастую с их помощью можно сгенерировать объем синтетических данных, достаточный для обучения ИНС. В этом случае необходимо понимать, насколько точна будет обученная на этих данных сеть для объектов реального мира [3, 4], ведь помимо того, что сама нейронная сеть не дает 100% точность в классификации данных, сама математическая модель изначально имеет некую погрешность при моделировании [5], т.е. уже в самих данных, на которых проходит обучение ИНС, содержит-

© Данилов М.С., Голубинский А.Н., Михайлова И.В., 2023

ся некоторое искажение реальности. Поэтому вопрос, насколько ИНС, обученная на таком типе данных, точно описывает реальные процессы, достаточно актуален.

1. Постановка задачи

Рассмотрим более подробно оценку точности ИНС, построенной на синтетических данных, предоставляемых математической моделью. Положим, что рассматриваемый нами набор данных состоит из двух классов A и B, где q – доля объектов класса A, содержащаяся в наборе, а $(1–q)$ – доля объектов класса B. Также существует детализированная математическая модель (Модель № 1), которая с какой-то точностью для объектов из набора определяет их принадлежность к классам A и B. На синтетических данных, полученных при использовании Модели № 1, строится искусственная нейронная сеть (Модель № 2), которая так же с какой-то точностью определяет принадлежность синтетических данных к классам A и B (рис. 1).

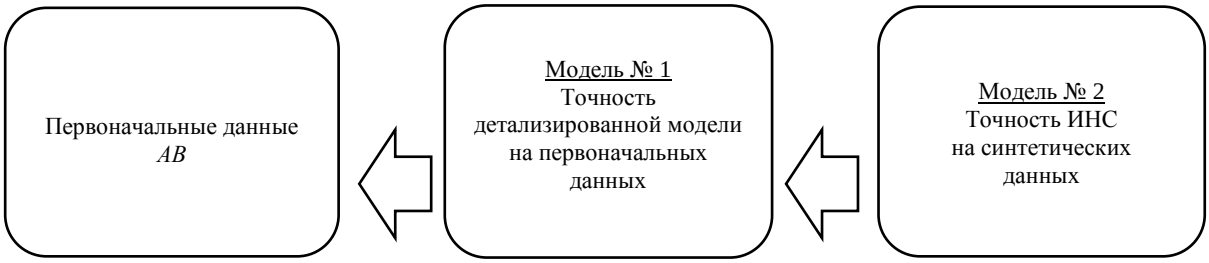


Рис. 1. Структура данных

Нашей задачей будет определить точность Модели № 2 на изначальных данных. В табл. 1 приведены данные, характеризующие взаимоотношения этих моделей.

Таблица 1

Характеристики модели

Обозначение	Значение
A_{+}	Количество верно определенных Моделью № 1 объектов класса A
A_{-}	Количество неверно определенных Моделью № 1 объектов класса A
B_{+}	Количество верно определенных Моделью № 1 объектов класса B
B_{-}	Количество неверно определенных Моделью № 1 объектов класса B
A_{++}	Количество объектов класса A, верно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2
A_{+-}	Количество объектов класса A, верно определенных Моделью № 1, но неверно определенных Моделью № 2
A_{-+}	Количество объектов класса A, неверно определенных Моделью № 1, но верно определенных Моделью № 2
A_{--}	Количество объектов класса A, неверно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2
B_{++}	Количество объектов класса B, верно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2
B_{+-}	Количество объектов класса B, верно определенных Моделью № 1, но неверно определенных Моделью № 2
B_{-+}	Количество объектов класса B, неверно определенных Моделью № 1, но верно определенных Моделью № 2
B_{--}	Количество объектов класса B, неверно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2

Данную структуру можно представить в виде графа (рис. 2).

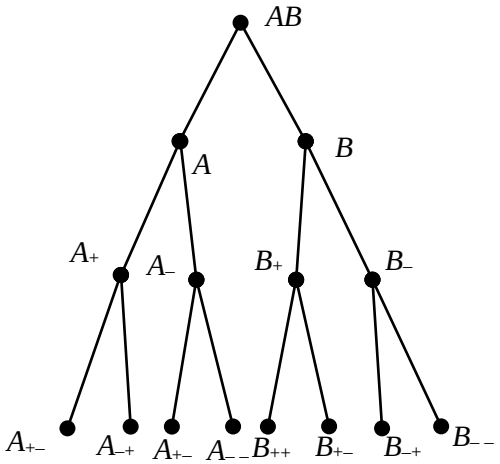


Рис. 2. Древовидная диаграмма точности модели

Также определим принадлежность элемента к какому-либо классу согласно табл. 2.

Таблица 2

Вероятности модели

Обозначение	Значение
$P(A)$	Вероятность выбора элемента из класса A
$P(A_1)$	Вероятность правильной классификации элемента из класса A Моделью № 1
$P(\overline{A}_1)$	Вероятность неправильной классификации элемента из класса A Моделью № 1
$P(A_2)$	Вероятность правильной классификации Моделью № 2 элементов, определенных Моделью № 1, как принадлежащих классу A
$P(\overline{A}_2)$	Вероятность неправильной классификации Моделью № 2 элементов, определенных Моделью № 1, как принадлежащих классу A
$P(B)$	Вероятность выбора элемента из класса B
$P(B_1)$	Вероятность правильной классификации элемента из класса B Моделью № 1
$P(\overline{B}_1)$	Вероятность неправильной классификации элемента из класса B Моделью № 1
$P(B_2)$	Вероятность правильной классификации Моделью № 2 элементов, определенных Моделью № 1, как принадлежащих классу B
$P(\overline{B}_2)$	Вероятность неправильной классификации Моделью № 2 элементов, определенных Моделью № 1, как принадлежащих классу B
$P(A_{++})$	Доля объектов класса A, верно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2
$P(A_{--})$	Доля объектов класса A, неверно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2
$P(B_{++})$	Доля объектов класса B, верно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2
$P(B_{--})$	Доля объектов класса B, неверно определенных как Моделью № 1, так и Моделью № 2

Под точностью ИНС мы будем подразумевать долю верных ответов по отношению к общему числу элементов, т.е. в терминологии нейронных сетей – долю правильных исходов (accuracy) [2]:

$$P = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN}, \qquad (1)$$

где TP – количество истинно-положительных исходов;

TN – количество истинно-отрицательных исходов;

FP – количество ложно-положительных исходов;

FN – количество ложно-отрицательных исходов.

В нашем случае это будет доля элементов A_{++}, B_{++}, A_{--} и B_{--} (табл. 2). Элементы из наборов A_{--} и B_{--} мы рассматриваем в силу бинарности изначальных данных, так как если 2 модели подряд неверно определили тип данных, то результатом их воздействия будет все равно верный тип данных, т.е. нас будет интересовать следующая сумма:

$$P = P(A_{++}) + P(A_{--}) + P(B_{++}) + P(B_{--}). \quad (2)$$

В нашем случае формула (2) эквивалентна формуле (1), т.к. $TP + TN + FP + FN = 1$, а $TP = P(A_{++}) + P(B_{++})$, $TN = P(A_{--}) + P(B_{--})$. Тогда, согласно теореме умножения вероятностей, получим

$$P(A_{++}) = P(A) \cdot P(A_1 \mid A) \cdot P(A_2 \mid AA_1), \quad (3)$$

$$P(A_{--}) = P(A) \cdot P(\overline{A}_1 \mid A) \cdot P(\overline{A}_2 \mid A\overline{A}_1), \quad (4)$$

$$P(B_{++}) = P(B) \cdot P(B_1 \mid B) \cdot P(B_2 \mid BB_1), \quad (5)$$

$$P(B_{--}) = P(B) \cdot P(\overline{B}_1 \mid B) \cdot P(\overline{B}_2 \mid B\overline{B}_1). \quad (6)$$

Рассмотрим случай, когда точность Модели № 1 на классах A и B одинаковая, т.е.

$$P(A_1) = P(B_1),\ P(\overline{A}_1) = P(\overline{B}_1). \quad (7)$$

Отметим, что в общем случае такое утверждение не всегда корректно. И если нам дана общая точность модели *P*, то точность ее на классах определяется по формуле

$$P = P(A) \cdot P(A_1) + P(B) \cdot P(B_1). \quad (8)$$

Однако в дальнейшем мы будем рассматривать именно ситуацию, когда точность модели на обоих классах одинакова.

Аналогичным образом, положим, что точность Модели № 2 на синтетических данных (полученных на базе Модели № 1) также одинакова для классов *A* и *B*, т.е.

$$P(A_2) = P(B_2),\ P(\overline{A}_2) = P(\overline{B}_2). \quad (9)$$

Или

$$P(B_1 \mid B) = P(A_1 \mid B), \quad (10)$$

$$P(\overline{B}_1 \mid B) = P(\overline{A}_1 \mid B), \quad (11)$$

$$P(B_2 \mid BB_1) = P(A_2 \mid BA_1), \quad (12)$$

$$P(\overline{B}_2 \mid B\overline{B}_1) = P(\overline{A}_2 \mid B\overline{A}_1). \quad (13)$$

Тогда формулы (5)–(6) примут вид

$$P(B_{++}) = P(B) \cdot P(A_1 \mid B) \cdot P(A_2 \mid BA_1), \quad (14)$$

$$P(B_{--}) = P(B) \cdot P(\overline{A}_1 \mid B) \cdot P(\overline{A}_2 \mid B\overline{A}_1). \quad (15)$$

Так как точность математической модели не зависит от принадлежности элемента к классу *A*, то события *A* и A_1, а также события *B* и A_1 являются независимыми. Аналогичным образом взаимно независимыми являются события A_1 и A_2. Тогда, согласно формуле произведения вероятностей независимых событий, получим

$$P(A_{++}) = P(A) \cdot P(A_1) \cdot P(A_2), \quad (16)$$

$$P(A_{--}) = P(A) \cdot P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2), \quad (17)$$

$$P(B_{++}) = P(B) \cdot P(A_1) \cdot P(A_2), \quad (18)$$

$$P(B_{--}) = P(B) \cdot P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2). \quad (19)$$

Или, подставляя выражения (16)–(19) в формулу (2), получим:

$$\begin{aligned} P &= P(A) \cdot P(A_1) \cdot P(A_2) + P(A) \cdot P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2) + P(B) \cdot P(A_1) \cdot P(A_2) + P(B) \cdot P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2) = \\ &= P(A) \cdot [P(A_1) \cdot P(A_2) + P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2)] + P(B) \cdot [P(A_1) \cdot P(A_2) + P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2)] = \\ &= [P(A) + P(B)] \cdot [P(A_1) \cdot P(A_2) + P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2)]. \end{aligned} \quad (20)$$

Т.к. $P(A) = q$, а $P(B) = 1 - q$, то формула (4) примет вид

$$P = P(A_1) \cdot P(A_2) + P(\overline{A}_1) \cdot P(\overline{A}_2). \quad (21)$$

Следует отметить, что при условии

$$P(A_1)\cdot P(A_2) >> P(\overline{A}_1)\cdot P(\overline{A}_2) \qquad (22)$$

выражение (21) приобретает вид

$$P = P(A_1)\cdot P(A_2). \qquad (23)$$

2. Модельный пример

В качестве модельного примера рассмотрим задачу по назначению комплектов рабочих частот типовым объектам полевой системы связи (ПСС) тактического звена управления (ТЗУ) для повышения эффективности использования радиочастотного спектра при решении задачи частотного планирования в составе автоматизированной системы управления связью (АСУС). То есть у нас изначально имеется множество комплектов частот, которые мы характеризуем как допустимые или недопустимые по условиям ЭМС (т.е. являющиеся рабочими или нерабочими для данного типового объекта). Ввиду сложности получения таких данных в реальных условиях, для их генерации использовалась детализированная математическая модель. Точность данной модели (количество верно определенных наборов, принадлежащих к одному из двух возможных типов комплектов) на изначальных данных составляет 99%. На этих данных обучается ИНС, точность которой составляет также 99%, но уже на сгенерированных синтетических данных. В табл. 3 приведены обозначения, описывающие данную модель.

Таблица 3

Характеристики модельного примера

Обозначение	Значение
$P(A_1) = 0{,}99$	Вероятность правильной классификации принадлежности комплекта радиочастот к классу допустимых или недопустимых по условиям ЭМС для детализированной математической модели
$P(\overline{A}_1) = 0{,}01$	Вероятность неправильной классификации принадлежности комплекта радиочастот для детализированной математической модели
$P(A_1) = 0{,}99$	Вероятность правильной классификации принадлежности комплекта для нейросетевой модели на синтетических данных
$P(\overline{A}_2) = 0{,}01$	Количество неверно определенных Моделью № 1 объектов класса *B*
$P(A_{++})$	Вероятность правильной классификации принадлежности комплекта радиочастот к классу допустимых или недопустимых по условиям ЭМС нейросетевой моделью на верно размеченных синтетических данных
$P(A_{-+})$	Вероятность правильной классификации принадлежности комплекта радиочастот к классу допустимых или недопустимых по условиям ЭМС нейросетевой моделью на неверно размеченных синтетических данных
$P(A_{+-})$	Вероятность неправильной классификации принадлежности комплекта радиочастот к классу допустимых или недопустимых по условиям ЭМС нейросетевой моделью на верно размеченных синтетических данных
$P(A_{--})$	Вероятность неправильной классификации принадлежности комплекта радиочастот к классу допустимых или недопустимых по условиям ЭМС нейросетевой моделью на неверно размеченных синтетических данных

Тогда точность нашей нейросетевой модели на изначальных данных будет вычисляться по формуле (2). Откуда, согласно (20), вероятность того, что при взаимодействии двух моделей результатом будет верно определенная категория частот, определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} P &= P(A_1)\cdot P(A_2) + P(\overline{A}_1)\cdot P(\overline{A}_2) = \\ &= 0{,}99\cdot 0{,}99 + 0{,}01\cdot 0{,}01 = \\ &= 0{,}9801 + 0{,}001 = 0{,}9802, \end{aligned} \qquad (24)$$

или, как можно видеть в результате применения (23), численное значение вероятности отличается в четвертом знаке:

$$P = P(A_1)\cdot P(A_2) = 0{,}99\cdot 0{,}99 = 0{,}9801. \qquad (25)$$

3. Результаты

В ходе выполнения работы было установлено, что для «грубой» оценки точности нейросетевой модели, построенной на синтетических данных математической модели, содержащей всего лишь два возможных исхода, можно ис-

пользовать формулу (23). Она рассматривает только ситуацию, когда и математическая, и нейросетевая модели имеют одинаковую точность классификации на обоих классах. Однако на практике модели могут иметь существенно отличающиеся значения точности на разных классах. В этом случае для вычисления точности модели необходимо проводить расчеты, базирующиеся на вычислениях вероятностей зависимых событий. Если же изначальные классы сильно разбалансированы, то для оценки точности нейросетевой модели необходимо использовать дополнительные метрики оценки функциональной корректности, такие как f_1 – мера, площадь под кривой ROC или площадь под кривой PRC [2]. Также был рассмотрен пример ИНС, обученной на синтетических данных, и определена ее точность.

Выводы

В связи с тем, что используемые для обучения данные являются синтетическими, т.е. полученными при помощи детализированной математической модели (содержат ошибки), а не объектами реального мира, то оценка точности нейросетевой модели является нетривиальной задачей. В этом случае мы должны учитывать тот факт, что нейросетевая и детализированная математические модели имеют разные точности для разных классов объектов, а значит, являются зависимыми событиями. Также в этом случае важным критерием становится пропорция элементов из разных классов в первоначальных данных. Однако для «грубой» оценки точности при предположении, что точность модели одинакова для любого класса элементов, можно в первом приближении использовать формулу произведения точностей математической и нейросетевой моделей (23). Для более точной оценки модели необходимо принимать во внимание как возможную разную точность модели на разных классах, так и особенности самого состава первоначальных данных.

Список источников

1. *Орешков В.И.* Метрики качества моделей бинарной классификации [Эл. ресурс]. URL: https://loginom.ru/blog/classification-quality (дата обращения: 28.07.2023).

2. ГОСТ Р 59898-2021. Оценка качества систем искусственного интеллекта. Общие положения: утвержден и введен в действие Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 26 ноября 2021 г. 1620-ст.

3. *Caliskan N., Jadraque E., Tham Y., Muneer T.* Evaluation of the accuracy of mathematical models through use of multiple metrics. Sustainable Cities and Society. July 2011. Vol. 1, Iss. 2. Pp. 63–66.

4. *Repin S.I., Sauter S.A.* Accuracy of Mathematical – European Mathematical Society, 2020. 317 p.

5. *Mali O., Neittaanmaki P.* Accuracy verification methods. Theory and Algorithms. Springer, 2014. 355 p.

Информация об авторах

Данилов М.С., ведущий программист
Голубинский А.Н., д.т.н., руководитель аппарата научного руководителя
Михайлова И.В., к.ф.-м.н., доцент

Information about the authors

M.S. Danilov, Leading Programmer
A.N. Golubinsky, D.Sc. in Engineering Sciences, head of Scientific Director`s Office
I.V. Mikhailova, Ph.D. in Physics and Mathematics, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 08.11.2023
Одобрена после рецензирования 15.11.2023
Принята к публикации 20.11.2023

The article was submitted 08.11.2023
Approved after reviewing 15.11.2023
Accepted for publication 20.11.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 79–85. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 79–85. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.317.396.67(088.8)

О сходимости решений редуцированных систем линейных алгебраических уравнений в методе сшивания

Борис Иванович Власов[1], Алексей Васильевич Золотухин[2], Анатолий Сергеевич Кунаев[3]
[1,3]Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия
[2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]BVlasov@phys.vsu.ru, [2]a.v.zolotuhin@sozvezdie.su, [3]AKunaev@phys.vsu.ru

Аннотация. *Получено формально строгое и эффективное при численной реализации решение задачи дифракции H_{m0}-волн в Н-плоскостном осесимметричном стыке прямоугольных волноводов. Проводятся оценки относительной сходимости и точности результатов вычислений коэффициентов преобразования мод в зависимости от порядка редукции и вариантов сшивания.*

Ключевые слова: *методы теории дифракции, численные методы, метод частичных областей – метод сшивания, относительная сходимость решений, система линейных алгебраических уравнений, метод редукции, диаграмма направленности, поля волноведущих структур, типы волн – моды, угловые направления Бриллюэна.*

On the convergence of solutions to reduced systems of linear algebraic equations in the matching method

Boris I. Vlasov[1], Alexey V. Zolotukhin[2], Anatoly S. Kunaev[3]
[1,3]Voronezh State University, Voronezh, Russia
[2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]BVlasov@phys.vsu.ru, [2]a.v.zolotuhin@sozvezdie.su, [3]AKunaev@phys.vsu.ru

Abstract. *A formally rigorous and numerically efficient solution to the problem of H_{m0}-wave diffraction in an H-plane axisymmetric junction of rectangular waveguides is obtained. Assessments of the relative convergence and accuracy of mode conversion coefficients calculation results are carried out depending on reduction order and matching option.*

Keywords: *methods of diffraction theory, numerical methods, method of partial regions – method of matching, relative convergence of solutions, system of linear algebraic equations, reduction method, radiation pattern, fields of waveguide structures, wave types – modes, Brillouin angular directions.*

Аналитические методы теории дифракции, такие как метод факторизации, задачи Римана–Гильберта, полуобращения и другие, эффективно решают только двумерные задачи электродинамики. Между тем, решение более широкого класса задач (в том числе трехмерных) может быть получено численными методами. Среди них широкое распространение получили проекционные методы, и в частности метод частичных областей (МЧО) – метод сшивания.

Согласно МЧО электродинамическая задача сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно коэффициентов разложения полей в частичных областях, причем способ сведения исходной задачи к СЛАУ не является единственным.

Исследования, проводившиеся как аналитически, так и путем численного эксперимента, установили, что при решении СЛАУ методом редукции может возникнуть явление относительной сходимости и получение из редуцированной различными способами СЛАУ бесконечного множества математически корректных решений [1–3].

© Власов Б.И., Золотухин А.В., Кунаев А.С., 2023

Поэтому актуальными являются поиски оптимального варианта СЛАУ как по простоте реализации и времени счета на ЭВМ, так и по точности.

В настоящей работе теоретически и экспериментально исследуется рассеяние электромагнитных мод в волноведущей структуре типа стыка волноводов различного сечения, представляющей собой элементарную базовую конструкцию волноводных диафрагм, фильтров, ответвителей, периодических структур и т.п.

Распределение поля в частичных областях

Рассматривается симметричный *H*-плоскостной ступенчатый переход прямоугольных волноводов, изображенный на рис. 1.

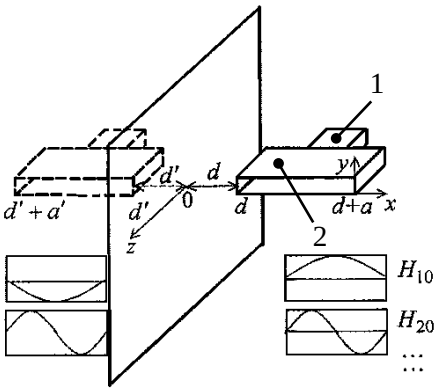


Рис. 1. Схема синтезированного излучателя

Пусть из входного волновода 1 набегает H_{10}-волна единичной амплитуды по E_y-составляющей. Ввиду однородности структуры вдоль *OY* рассеянное поле полностью определяется электрической E_y-составляющей, которую представим в виде

$$E_y^{(1)} = \cos\left(\frac{\pi x}{a_1}\right)e^{-\gamma_0 z} +$$

$$+\sum_{m=0}^{\infty} \dot{A}_m \cos\left[(2m+1)\frac{\pi x}{a_1}\right]e^{\gamma_m z} \text{ при } z<0$$

во входном волноводе 1 (временной множитель $\exp(i\omega t)$ опущен) и в виде

$$E_y^{(2)} = \sum_{n=0}^{\infty} \dot{B}_n \cos\left[(2n+1)\frac{\pi x}{a_2}\right]e^{-\Gamma_n z} \text{ при } z>0,$$

с коэффициентами $\dot{B}_n$ в выходном волноводе 2, и магнитной H_x-составляющей

$$H_x^{(1)} = Z_{01}^{-1}\cos\left(\frac{\pi x}{a_1}\right)e^{\gamma_0 z} -$$

$$-\sum_{m=0}^{\infty}\dot{A}_m Z_{m1}^{-1}\cos\left[(2m+1)\frac{\pi x}{a_1}\right]e^{\gamma_m z} \text{ при } z<0, \quad (1)$$

$$H_x^{(2)} = \sum_{n=0}^{\infty}\dot{B}_n Z_{n2}^{-1}\cos\left[(2n+1)\frac{\pi x}{a_2}\right]e^{-\Gamma_n z}$$

$$\text{при } z>0,$$

где

$$\gamma_m = \sqrt{\left[(2m+1)\frac{\pi}{a_1}\right]^2 - k^2};\ \Gamma_n = \sqrt{\left[(2n+1)\frac{\pi}{a_2}\right]^2 - k^2};$$

$k = \dfrac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число свободного пространства, $\dot{A}_m$ и $\dot{B}_n$ – неизвестные комплексные коэффициенты (искомые элементы матриц отражения и прохождения), Z_{m1} и Z_{n2} – волновые сопротивления H_{m0} мод. Знаки перед радикалами для γ_m и Γ_n выбираются из условий излучения.

Для сшивания полей и удовлетворения граничных условий на поверхности сочленения волноводов ($z = 0$) использованы ортонормированные наборы собственных функций волноводов:

$$u_{mj} = \cos\left[(2m+1)\frac{\pi x}{a_j}\right]\exp\left(\pm\frac{i2\pi z}{\lambda}\sqrt{1-\left[\frac{(2m+1)\lambda}{2a_j}\right]^2}\right), \quad (2)$$

где $m = 0, 1, 2, \ldots$, $j = 1, 2$.

В работе рассмотрены два варианта сшивания условий сопряжения полей при $z = 0$): первый использует непрерывность тангенциальных электрической и магнитной составляющих $\left(E_\tau^{(1)} = E_\tau^{(2)},\ H_\tau^{(1)} = H_\tau^{(2)}\right)$, второй – непрерывность электрической составляющей $\left(E_\tau^{(1)} = E_\tau^{(2)}\right)$ и закон сохранения комплексного модового потока Умова–Пойнтинга [3].

Используя разложение (1) и условия сопряжения (первый вариант), получаем систему функциональных уравнений

$$\cos\left(\frac{\pi x}{a_1}\right)+\sum_{m=0}^{\infty}\dot{A}_m Z_{m1}^{-1}\cos\left[(2m+1)\frac{\pi x}{a_1}\right]=\begin{cases}0 & -\frac{a_2}{2}\le x<-\frac{a_1}{2}\\ \sum_{n=0}^{\infty}\dot{B}_n\cos\left[(2n+1)\frac{\pi x}{a_2}\right] & -\frac{a_1}{2}<x<\frac{a_1}{2}\\ 0 & \frac{a_1}{2}<x\le\frac{a_2}{2}\end{cases}, \quad (3)$$

$$Z_{01}^{-1}\cos\left(\frac{\pi x}{a_1}\right)-\sum_{m=0}^{\infty}\dot{A}_m Z_{m1}^{-1}\cos\left[(2m+1)\frac{\pi x}{a_1}\right]=\sum_{n=0}^{\infty}\dot{B}_n Z_{n2}^{-1}\cos\left[(2n+1)\frac{\pi x}{a_2}\right] \quad -\frac{a_1}{2}<x<\frac{a_1}{2}.$$

Согласование полей на границе частичных областей с использованием метода моментов сводит систему (3) к бесконечной системе алгебраических уравнений относительно комплексных коэффициентов разложения:

$$\sum_{n=0}^{\infty}\left(1+\Gamma_n\gamma_m^{-1}\right)C_{mn}\dot{B}_n=a_1\delta(m,0), m=0,\ 1,\ \ldots\ , \quad (4)$$

где $C_{mn}=\frac{a_1}{\pi}\sin\left[\frac{\pi}{2}\left(2m+1+2n\frac{a_1}{a_2}+\frac{a_1}{a_2}\right)\right]\left(2m+1+2n\frac{a_1}{a_2}+\frac{a_1}{a_2}\right)^{-1}+$

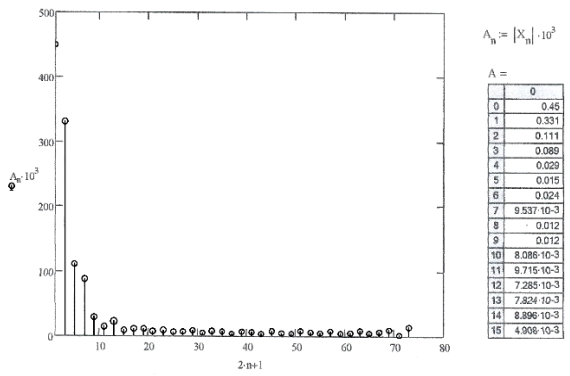
$$+\frac{a_1}{\pi}\sin\left[\frac{\pi}{2}\left(2m+1-2n\frac{a_1}{a_2}-\frac{a_1}{a_2}\right)\right]\left(2m+1-2n\frac{a_1}{a_2}-\frac{a_1}{a_2}\right)^{-1}.$$

Для нахождения приближенного решения возможно применение метода равночленной редукции. Единственность решения вытекает из эквивалентности СЛАУ (4) исходной краевой задачи. Элементы редуцированной матрицы прохождения и алгоритм решения матричного уравнения представлены в виде

$$M_{mn}=\left(1+\frac{\Gamma_n}{\gamma_m}\right)C_{mn},\ \nu_m=a_1\delta(m,0),\ MX=\nu,\ X=linsolve(M,\nu). \quad (5)$$

В работе получена последовательность решений усеченной СЛАУ при дискретном увеличении порядка редукции каждого последующего решения и определены скорость сходимости и точность проводимых расчетов.

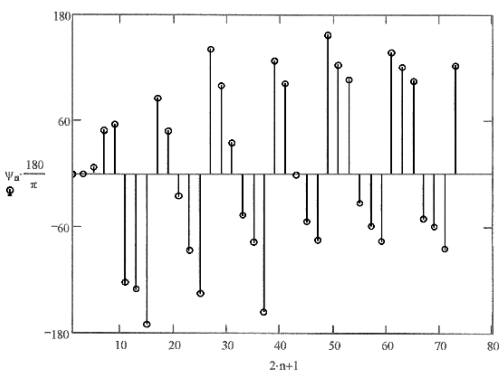
Результаты программной реализации алгоритма (5) приведены на рис. 2.



$A_n := |X_n| \cdot 10^3$

A =

	0
0	0.45
1	0.331
2	0.111
3	0.089
4	0.029
5	0.015
6	0.024
7	9.537·10-3
8	0.012
9	0.012
10	8.086·10-3
11	9.715·10-3
12	7.285·10-3
13	7.824·10-3
14	8.896·10-3
15	4.906·10-3



$\psi_n := \arg(X_n)$

ψ =

	0
0	-1.994·10-3
1	1.924·10-4
2	0.14
3	0.864
4	0.986
5	-2.138
6	-2.267
7	-2.96
8	1.493
9	0.847
10	-0.422
11	-1.504
12	-2.345
13	2.467
14	1.75
15	0.619

а) б)

Рис. 2. Определение модулей (а) и аргументов (б) коэффициентов прохождения типов волн

Представлены диаграммы модуля и фазы модового спектра при максимальных $M = N_{\max}^{(1)} = N = N_{\max}^{(1)} = 73$.

Графические зависимости на рис. 3 иллюстрируют сходимость результатов расчета $|A_n|$ пяти значащих мод при сшивании по первому варианту от порядка матрицы, где параметр $Q(n)$ имеет вид

$$Q_n = \lim_{N \to N_{\max}} \frac{\left| |A_n|_1^N \right| - \left| |A_n|_1^{N_{\max}} \right|}{\left| |A_n|_1^{N_{\max}} \right|} 100\% . \qquad (6)$$

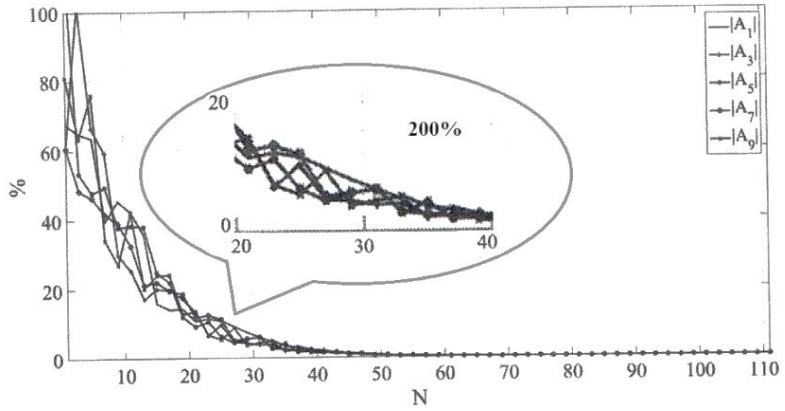


Рис. 3. Сходимость решения амплитуды типов волн от размерности матрицы прохождения N

Графики на рис. 4, иллюстрирующие сходимость результатов расчета $|A_n|$ пяти значащих мод при сшивании по второму варианту, получены по методике работы [4] и позволяют сделать вывод о том, что для нахождения элементов матрицы прохождения с погрешностью не выше 3,5% по отношению к данным, полученным при максимальных $N_{\max}^{(1)} = N_{\max}^{(2)} = 73$ при сшивании по первому варианту, достаточно положить $N^{(1)} = N^{(2)} = 35$ (17 порядок СЛАУ), тогда как при сшивании по второму варианту можно положить $N^{(1)} = N^{(2)} = 21$ (10 порядок СЛАУ).

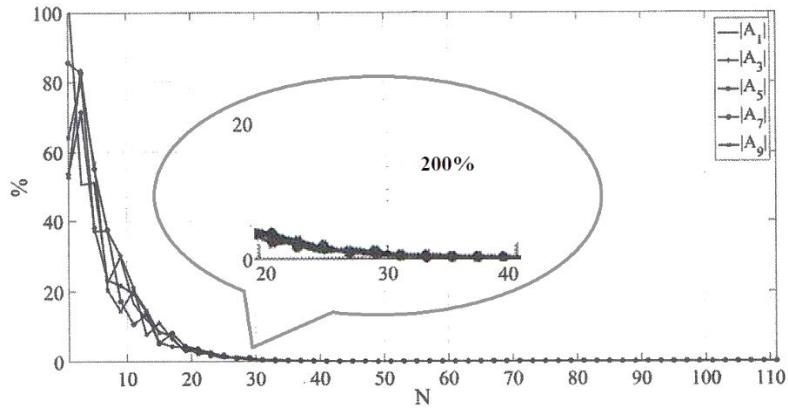


Рис. 4. Сходимость решения амплитуды типов волн от размерности матрицы прохождения N

Различная относительная сходимость в результатах расчета амплитуд пяти значащих мод, следующая из графиков, отражает особенности решения редуцированных СЛАУ, получаемых с использованием МЧО [1].

Экспериментальные результаты

Корректность изложенного выше многомодового приближения может быть установлена экспериментальными измерениями. Одним из экспериментальных путей решения задачи модового анализа излучающей апертуры является реализация зондового метода измерения составляющих поля в бриллюэновских угловых направлениях диаграммы направленности (ДН) с применением перемещаемой компланарно раскрыву металлической (зеркальной) полуплоскости [6].

Компоненты поля в дальней зоне выражаются интегралами типа Гюйгенса–Кирхгофа по поверхности раскрыва S от функций распределения тангенциальных составляющих E_τ, H_τ. В приближенном методе дифракции Кирхгофа решение системы уравнений Максвелла дает следующее интегральное представление поля в дальней зоне [7, 8]:

$$\vec{E}(P)=\frac{e^{-ik\gamma}}{\gamma}\vec{E}_0(\vec{\gamma}),$$

$$\vec{E}_0(\vec{\gamma})=\frac{ik}{4\pi}\int\limits_{(s)} e^{-ik(\gamma'-\gamma)}\left[\vec{\gamma},\left[\vec{E},\vec{n}\right]+Z_0\left[\vec{\gamma},\left[\vec{n},\vec{H}\right]\right]\right]ds,$$

$$\vec{H}=\frac{1}{Z_0}\left[\vec{n},\vec{E}\right], \qquad (7)$$

где $\vec{\gamma}$ – вектор, проведенный из начала декартовой системы координат $\left(\vec{e}_x,\ \vec{e}_y,\ \vec{e}_z\right)$ на поверхности S до точки наблюдения $P(x,\ y,\ z)$; $\vec{\gamma}'$ – вектор, проведенный из точки интегрирования $P'(x',\ y',\ z')$ на поверхности S до точки $P(x,\ y,\ z)$; $Z_0=\sqrt{\mu/\varepsilon}$ – волновое сопротивление; k – волновое число; $\vec{n}$ – единичный вектор нормали к поверхности S в точке с координатами $(x',\ y')$.

Переходя к сферическим координатам $(\gamma,\ \theta,\ \varphi)$ с ортами $\left(\vec{\gamma},\ \vec{e}_\theta,\ \vec{e}_\varphi\right)$, получим выражение излучательной характеристики с учетом особенностей взаимосвязи $\vec{E}$-, $\vec{H}$- полей в раскрыве антенны:

$$E_0(\theta,\varphi)=$$

$$=\frac{ik}{4\pi}\left\{\vec{e}_\theta\left[N_x\cos\varphi+N_y\sin\varphi+Z_0\left(M_x\sin\varphi-M_y\cos\varphi\right)\cos\theta\right]+\right.$$

$$\left.+\vec{e}_\varphi\left[\left(-N_x\sin\varphi+N_y\cos\varphi\right)\cos\theta+Z_0\left(M_x\cos\varphi+M_y\sin\varphi\right)\right]\right\},$$

$$N_{x,y}=\int\limits_{(s)}\dot{E}_{x,y}e^{-ik(x'\cos\varphi+y'\sin\varphi)\sin\theta}dx'dy';$$

$$M_{x,y}=\int\limits_{(s)}Z^{-1}s_z\dot{E}_{y,x}e^{ik(x'\cos\varphi+y'\sin\varphi)\sin\theta}dx'dy', \quad (8)$$

где $\dot{E}_{x,y}(x',y')=E_{x,y}(x',y')e^{i\phi(x',y')}$ – амплитудно-фазовое распределение (АФР) тангенциальных составляющих электрического поля в раскрыве, sZ – проекция единичного вектора нормали к волновому фронту.

Тестовый образец многомодового излучателя представляет собой открытый конец прямоугольного волновода сечением 21,2 х 3,4 мм (рис. 1), в котором при симметричном возбуждении нерегулярностью типа скачкообразного увеличения широкой стенки волновода 7,2 х 3,4 мм распространяются моды

$$H_{10}+H_{30}\left(\dot{A}_1=A_1e^{i\psi_1},\dot{A}_3=A_3e^{i\psi_3},\Delta\psi=\psi_3-\psi_1\right).$$

Используя выражение (8) и апертурное АФР суперпозиции распространяемых мод для сечения ДН главной H-плоскостью, можно получить

$$E_\varphi(\theta)=\frac{ik}{4\pi}\left[\cos\theta\int\limits_{(s)}E_y(x)e^{ikx\sin\theta}ds+Z_0\int\limits_{(s)}\left(\dot{A}_1Z_1^{-1}\cos\frac{\pi x}{a}+\dot{A}_3Z_3^{-1}\cos3\frac{\pi x}{a}\right)\left(1-\Sigma^2(x)\right)^{1/2}e^{ikx\sin\theta}ds\right], \quad (9)$$

где

$$\Sigma(x)=\left[\sin\theta_1 tg\frac{\pi x}{a}-\sin\theta_3 tg3\frac{\pi x}{a}\right]\sin\Delta\Psi\left[D(x)+D^{-1}(x)+2\cos\Delta\Psi\right]^{-1},$$

$$D(x)=\left[A_1\cos\frac{\pi x}{a}\cos\theta_1\right]\left[A_3\cos3\frac{\pi x}{a}\cos\theta_3\right]^{-1}.$$

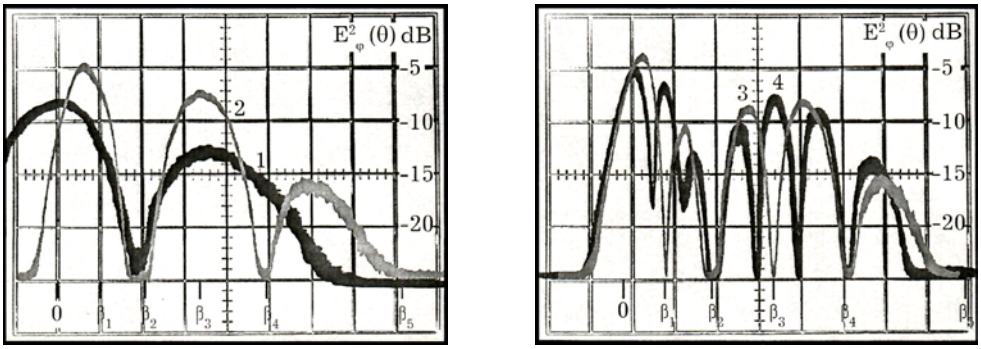
В случае апертурной синфазности мод, когда $\Delta\Psi = 0$ и $\Sigma(x) = 0$, получаем выражение

$$E_{\varphi}(\theta) = \frac{ik}{4\pi}\left[(\cos\theta + \cos\theta_1)\dot{A}_1 \int\limits_{(s)} \cos\frac{\pi x}{a} e^{ikx\sin\theta} ds + (\cos\theta + \cos\theta_3)\dot{A}_3 \int\limits_{(s)} \cos 3\frac{\pi x}{a} e^{ikx\sin\theta} ds\right], \qquad (10)$$

иллюстрирующее формирование результирующей ДН по алгоритму векторного суммирования парциальных диаграмм, весовыми коэффициентами которых являются комплексные амплитуды мод раскрыва.

Использование перемещаемой зеркальной полуплоскости позволяет устанавливать в угловых направлениях Бриллюэна (θ_1, θ_2, …, θ_n) излучаемых мод локальные максимальные (нулевые) значения уровня ДН, тем самым повышая точность измерения модового состава синтезированного излучения.

Экспериментальная установка по исследованию особенностей формирования синтезированных ДН содержит стандартную структуру: стабилизированный резонатором генератор КВЧ на диоде Ганна с относительной нестабильностью $\delta = 7 \times 10^{-7}$ на рабочей длине волны $\lambda = 8{,}5$ мм возбуждает многомодовый излучатель АМ ($f = 100$ кГц) полем H_{10} моды волновода 7,2 х 3,4 мм; сканирующий пространство волновой зоны зонд в виде открытого конца волновода 7,2 х 3,4 мм, нагруженного диодной головкой, обеспечивает квадратичность характеристики детектирования в динамическом диапазоне 23 дБ; приемное устройство в полосе пропускания $\Delta f = 200$ Гц на частоте модуляции измеряет и отображает ДН в логарифмическом масштабе с погрешностью не хуже 0,5 дБ (рис. 5). Юстировка элементов установки и перемещений осуществлялась по лазерному лучу.



а) б)

Рис. 5. Экспериментальные диаграммы направленности синтезированного излучателя с зеркалом ($\Delta\Psi = 0$):
а) кривая 1 – в отсутствие, кривая 2 ($d = 0$) – при наличии;
б) кривая 3 ($d = a/2$) и кривая 4 ($d = a$) – при наличии зеркала

Изрезанность ДН позволяет с большей экспериментальной точностью установить угловое положение локальных максимумов и провести измерения в бриллюэновских $\theta_1 = 11{,}56°$, $\theta_2 = 36{,}94°$ угловых направлениях при $\Delta\Psi = 0, \pi \left|E_{\varphi}(\theta_3)\right|^2 \left|E_{\varphi}(\theta_1)\right|^{-2} = -2{,}8$ дБ, а также определить отношение амплитуд мод на раскрыве $A_3/A_1 = 0{,}73$, что совпадает с оценкой, теоретически выполненной методом частичных областей.

Заключение

Методом частичных областей получено формально строгое и эффективное при численной реализации решение задачи дифракции H_{m0}-волн в H-плоскостном осесимметричном стыке прямоугольных волноводов. Проводятся оценки относительной сходимости и точности результатов вычислений коэффициентов преобразования мод – элементов матрицы прохождения в зависимости от выбираемого порядка редукции для двух вариантов сшивания: первый использует непрерывность тангенциальных электрической и

магнитной составляющих, второй – непрерывность электрической составляющей и закон сохранения комплексного модового потока Умова–Пойнтинга. Сходимость приближенных решений к точным при увеличении порядка редуцированных систем исследована численно, показано преимущество второго варианта, что может быть использовано при решении других дифракционных задач, содержащих скачкообразные нерегулярности.

Список источников

1. *Веселов Г.И., Темнов В.М.* О решении некоторых систем уравнений в электродинамике и явлении относительной сходимости // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 10. С. 2034–2043.

2. *Митра Р., Ли С.* Аналитические методы теории волноводов. М.: Мир, 1974. 327 с.

3. *Satari-Naini R., Macphie R.H.* On Solving Wavegaide Junction Scattering Problems by the Conservation of Complex Power Technique. 1981. Vol. VTT-29. Pp. 337–343.

4. *Борисов Д.Н., Власов Б.И., Нечаев Ю.Б., Хохлов Н.С.* Исследование рассеяния электромагнитных мод в ступенчатом переходе волноводов различного сечения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2004. Т. 7, № 4. С. 36–40.

5. *Борисов Д.Н., Власов Б.И., Золотухин А.В.* Определение относительных парциальных уровней многомодового потока мощности по дискретным отсчетам в апертуре КВЧ тракта // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2003. Т. 6, № 2. С. 34–38.

6. А.с.1259195 СССР, МКИ 4G 01R29/08. Устройство для измерения амплитуд типов волн в многомодовом волноводе / Б.И. Власов, В.П. Дудкин, В.Ю. Кустов (СССР). Заявлено 24.01.85. 1986. Б.И. № 35.

7. *Кюн Р.* Микроволновые антенны. Л.: Судостроение, 1967. 517 с.

8. *Нечаев Ю.Б., Николаев В.И., Андреев Р.Н., Винокурова Н.Н.* Антенны, СВЧ устройства и их технологии / ОАО «Концерн «Созвездие». Воронеж, 2008. 629 с.

Информация об авторах

Б.И. Власов, к.ф.-м.н., доцент
А.В. Золотухин, руководитель программ
А.С. Кунаев, ведущий электроник

Information about the authors

B.I. Vlasov, Ph.D. in Physics and Mathematics, Associate Professor
A.V. Zolotuhin, Program Manager
A.S. Kunaev, Leading electrician

Статья поступила в редакцию 24.08.2023
Одобрена после рецензирования 31.08.2023
Принята к публикации 04.09.2023

The article was submitted 24.08.2023
Approved after reviewing 31.08.2023
Accepted for publication 04.09.2023

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

1. Рукопись представляется в 2 экземплярах на листах формата А4 (для авторов из сторонних организаций – в 1 экземпляре) 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.**