

ISSN 0033-8494

Том 69, Номер 1

Январь 2024



РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА



НАУКА

— 1727 —

СОДЕРЖАНИЕ

Том 69, номер 1, 2024

ОБЗОР

Системы связи 6G: концепция, тренды, технологии физического уровня

*Д. А. Покаместов, Я. В. Крюков, Р. Р. Абенов, Е. В. Рогожников,
А. А. Бровкин, А. С. Шинкевич, Г. Н. Шалин*

3

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Электродинамическое моделирование щелевых решеток
методом обобщенной матрицы рассеяния — разложения по сферическим волнам

С. Е. Банков, М. Д. Дупленкова

34

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

Сочетание асимптотического и численного методов при расчете характеристик
выпуклой квазипериодической фазированной антенной решетки
с учетом взаимного влияния излучателей произвольного типа

М. В. Инденбом

46

СТАТИСТИЧЕСКАЯ ФИЗИКА

Флуктуации корреляционных оценок при передаче информации
на основе шумовых хаотических сигналов

В. И. Калинин, О. А. Бышевский-Конопко

59

Метод мониторинга фоновой концентрации метана
на больших площадях с использованием солнечного излучения

В. И. Григорьевский, Я. А. Тезадов, А. А. Павельев

69

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Новые методы принятия статистических решений в условиях ограниченного
объема наблюдений и при априорной параметрической неопределенности

Ф. А. Мкртчян

76

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

Криогенный биполярный малошумящий усилитель постоянного тока
для низкочастотных применений

И. Л. Новиков, Д. И. Вольхин, А. Г. Вострецов

88

ХРОНИКА

Памяти Анатолия Серафимовича Ильинского

99

УДК 621.391

СИСТЕМЫ СВЯЗИ 6G: КОНЦЕПЦИЯ, ТРЕНДЫ, ТЕХНОЛОГИИ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ

© 2024 г. Д. А. Покаместов*, Я. В. Крюков, Р. Р. Абенов, Е. В. Рогожников, А. А. Бровкин, А. С. Шинкевич, Г. Н. Шалин

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
просп. Ленина, 40, Томск, 634050 Российская Федерация*

**E-mail: dmaltomsk@mail.ru*

Поступила в редакцию 01.03.2023 г.

После доработки 14.04.2023 г.

Принята к публикации 17.05.2023 г.

Представлен обзор и анализ вышедших к настоящему моменту научных работ, посвященных различным аспектам 6G. Акцент сделан на технологиях физического уровня, поскольку именно они в большей степени заложены в основу и определяют потенциал будущей системы. К ним относятся множественный доступ, многопользовательские многоантенные системы, реконфигурируемые отражающие поверхности, а также методы модуляции и канального кодирования. Кроме того, рассмотрены перспективные сценарии применения, новые сервисы и услуги, прогнозируемые требования, концепции сетевой архитектуры 6G, роль искусственного интеллекта и машинного обучения, а также новые частотные диапазоны.

Ключевые слова: множественный доступ, многопользовательские многоантенные системы, реконфигурируемые отражающие поверхности, методы модуляции и канального кодирования

DOI: 10.31857/S0033849424010016, **EDN:** LAWAQ

СПИСОК ПРИНЯТЫХ В ОБЗОРЕ СОКРАЩЕНИЙ

БС – базовая станция

ДН – диаграмма направленности

ИИ – искусственный интеллект

МО – машинное обучение

МП – метаповерхности

МСЭ – Международный союз электросвязи

AP – access point

CD-NOMA – code domain-NOMA

CF – cell-free

CU – central unit

DMA – dynamic metasurface antenna

DU – distributed unit

eMBB – enhanced mobile broadband

HBF – holographic beamforming

IoT – internet of things

IoE – internet of everything

LDPC – low density parity-check

Li-Fi – light fidelity

LTE – long term evolution

LS-D-MIMO – large-scale distributed mimo

mMTC – massive machine-type communications

mMIMO – massive MIMO

MIMO_T – multiple input multiple output

NOMA – non-orthogonal multiple access

NR – new radio

OCC – optical camera communication

PD-NOMA – power domain-NOMA

QoS – quality of service

RAN – radio access network

RIS – reconfigurable intelligent surface

RSMA – rate splitting multiple access

SCMA – sparse code multiple access

SDN – software-defined networking

SIC – successive interference cancellation

umMIMO – ultra massive MIMO

URLLC – ultra-reliable low latency communication

VLC – visible light communication

XR – extended reality

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Как правило, новое поколение мобильных систем связи появляется примерно раз в десятилетие. Запуск первой в мире коммерческой сети предыдущего, четвертого, поколения 4G LTE (Long Term Evolution) датируется 2009 г. Развертывание коммерческих сетей пятого поколения, 5G NR (New Radio), началось в 2019 г. и продолжается по сей день. Исследовательские работы по тематике 5G NR со стороны Международного союза электросвязи (МСЭ) в рамках проекта IMT-2020 (International Mobile Telecommunications) начались еще в 2013 г., а технические требования к ним были приняты в 2017 г. [1]. Параллельно с этим в работу по формированию технического облика будущих сетей включился мировой консорциум 3GPP (Generation Partnership Project). В 2016 г. началась разработка пятой версии, 5G NR, и уже в 2017 появились первые спецификации [2]. К настоящему моменту работы продолжаются в рамках 18-й и 19-й версий спецификаций.

В подавляющем большинстве случаев сети 5G NR удовлетворяют сегодняшним потребностям пользователей. Однако технологии непрерывно развиваются, появляются новые услуги и сервисы, а объем передаваемого трафика год от года экспоненциально растет. Крупные корпорации и множество стартапов работают над приложениями виртуальной и дополненной реальности [3], для которых необходима связь с низкими задержками и высокой пропускной способностью. Кроме того, концепция «интернета вещей» IoT (Internet of Things) трансформируется в «интернет всего» IoE (Internet of Everything), согласно которой множество устройств будет иметь доступ к сети. Поэтому можно с уверенностью утверждать о необходимости разработки следующего поколения мобильных систем связи.

В научном мировом сообществе уже началось обсуждение концепций и технологий 6G. Поскольку ни МСЭ, ни 3GPP не выпустили спецификации по тематике 6G, можно лишь прогнозировать облик будущих телекоммуникационных систем. Мы проанализировали и попытались обобщить данные, опубликованные в нескольких крупных обзорах [3–29]. В отличие от большинства этих работ мы концентрируемся на технологиях физического уровня, а иные рассмотренные темы (тренды, архитектура сетей, машинное обучение) затрагиваем в

контексте вызовов, требований и возможностей для применения средств и методов работы с физическими сигналами телекоммуникационных систем. В табл. 1 приведена информация о рассмотрении ключевых, с нашей точки зрения, вопросов, напрямую влияющих на структуру физического уровня в наиболее крупных обзорах. К сожалению, ни в одном из них не рассмотрены достаточно подробно основные перспективные технологии физического уровня, поэтому мы попытались обобщить имеющиеся знания по представленным темам и дополнили отсутствующей информацией из работ других исследователей.

В обзоре приведены актуальные направления, сценарии эксплуатации, приложения, услуги и сервисы, появление которых прогнозируется в будущем: связь с беспилотными средствами, роботами, виртуальная и дополненная реальность, нейроинтерфейсы, телемедицина, развитие интернета вещей, широкополосный доступ и др. Приведены прогнозируемые технические требования к новым сетям: величина задержки, скорости передачи, спектральной эффективности, количество поддерживаемых пользователей и др.

Дан обзор ключевых технологий, позволяющих добиться столь высоких характеристик связи. Описаны принципы построения и особенности новой сетевой архитектуры. Рассмотрено внедрение искусственного интеллекта (ИИ) и машинного обучения (МО) в телекоммуникационные системы и перспектива дальнейшего развития этого направления. Также описана проблема освоения новых частотных диапазонов миллиметровых волн и терагерцового излучения, в том числе рассмотрено использование диапазона видимого излучения.

Кроме того, рассмотрены многоантенные системы MIMO (Multiple Input Multiple Output). Именно MIMO обеспечила в системах 5G NR кратный прирост спектральной эффективности за счет реализации пространственного разделения абонентов. Представлены существующие направления в этой области: развитие массивных MIMO, принципы бессотовых систем CF (Cell-Free) MIMO и др. Рассмотрена новая технология, получившая в последнее время колоссальное внимание исследователей — реконфигурируемые интеллектуальные поверхности, RIS (Reconfigurable Intelligent Surface).

Таблица 1. Информация о наиболее крупных обзорах, касающихся вопросов физического уровня 6G

Литература	Концепция, требования	Архитектура	ИИ	Частотные диапазоны	MIMO	RIS	МД и модуляция	Кодирование
Mahmoud H. и др. [3]	+							
Yang P. и др. [5]	+	+	+	+				
Zhang Z. и др. [6]	+			+	+	+		
Gui G. и др. [7]	+	+						
Chowdhury M.Z. и др. [8]	+		+	+				
Tataria H. и др. [9]	+	+	+	+	+	+		
Ray P. P. и др. [12]	+	+	+	+	+		+	
Saad W. и др. [14]	+	+		+				
Jain P. и др. [15]	+	+						
Lu Y. и др. [16]	+	+	+	+			+	
Chavhan S. и др. [19]	+	+		+				
De Alwis C. и др. [20]	+	+		+			+	
Jiang W. и др. [22]	+	+	+	+	+	+		
Shimaa A. A и др. [26]	+	+		+				
Guangyi L. и др. [27]	+	+						

Одной из основных технологий физического уровня, напрямую влияющей на спектральную эффективность, структуру кадра, принципы формирования и обработки сигналов, является метод множественного доступа. Основные кандидаты на эту роль в системах 6G – прежде всего методы неортогонального множественного доступа, предложенные еще при обсуждении стандарта 5G NR. Также описывается технология мультиплексирования с разделением абонентов по скорости RSMA (Rate Splitting Multiple Access). Кратко рассмотрены перспективы развития методов цифровой модуляции.

Рассмотрена еще одна базовая группа технологий физического уровня – помехоустойчивое кодирование. Описаны наиболее эффективные в настоящий момент методы: турбо, низкоплотностные и полярные коды.

Системы 6G должны отвечать на разнообразные вызовы и поддерживать гибкий подход к предоставляемым услугам. Это подразумевает

создание гетерогенных сетей, объединяющих каналы беспроводной связи разного типа: спутниковых, сотовых, работающих на разных частотах и в разном радиусе действия (макросоты, соты, микросоты, наносоты), в том числе с использованием оптического излучения, самоорганизующиеся сети, работающие вдали от базовых станций. Некоторые исследователи предлагают интегрировать акустические каналы для работы с подводными аппаратами [28]. Мы рассматриваем развитие только технологий сотовой мобильной связи, вскользь затрагивая другие вопросы.

Отметим также ключевые работы по некоторым не рассмотренным нами направлениям: коммерциализация, эффективное энергопотребление и «зеленые технологии» [13, 17, 29], одновременная передача энергии и информации SWIPT (Simultaneous Wireless And Information Power Transfer) [30], интегрированное зондирование и коммуникации [18], квантовая связь [31], медицинские и психологические проблемы [4].

Цель работы — продемонстрировать образ будущих систем и новые тенденции в тематике систем связи, а также отметить перспективные научные направления.

2. ОБЛАСТИ И СЦЕНАРИИ ПРИМЕНЕНИЯ СОТОВОЙ СВЯЗИ ШЕСТОГО ПОКОЛЕНИЯ 6G

Используемые в настоящее время сети связи 5G имеют три сценария работы: 1) сверхширокополосная мобильная связь eMBB (Enhanced Mobile Broadband) — передача больших объемов трафика на высоких скоростях, 2) сверхнадежная связь с низкими задержками URLLC (Ultra-Reliable Low Latency Communication) — обеспечивает минимальную сетевую задержку при невысоких скоростях передачи данных, 3) массовая межмашинная связь mMTC (massive machine-type Communications) — обеспечивает большое количество сетевых подключений устройств «интернета вещей» (сенсоры, контроллеры, электронные замки и др.).

Для следующего поколения связи — 6G — прогнозируется как развитие этих сценариев, так и появление новых.

Активно развивается тематика беспилотного транспорта: летательные аппараты, автомобили, поезда, сельскохозяйственная техника и др. Для них необходима низкая сетевая задержка, минимальная вероятность ошибок, высокая стабильность подключения и в разных приложениях — разные скорости передачи данных.

Технологии расширенной XR (Extended Reality) [3], дополненной (Augmented Reality), смешанной MR (Mixed Reality) и виртуальной (Virtual Reality) реальности [33], в том числе с эффектом голографии [9], требуют передачи огромного объема трафика, поддержки облачных вычислений и низкой задержки. Современные сети 5G не способны в полной мере удовлетворить эти требования [3]. В ряде источников отмечается, что XR будущего будет включать в себя не только видеоизображение, но и передачу тактильных ощущений [8].

Различные медицинские и биологические технологии, в частности интерфейсы мозг — компьютер BCI (Brain-Computer Interface) [33], и телемедицина требуют функционирования стабильных каналов связи. При этом главным

критерием остается обеспечение защиты и конфиденциальности информации [28].

Концепция интернета вещей IoT, или шире — «интернета всего» IoE [9, 23], идея умных городов с автоматизацией дорожного трафика и парковки, беспилотным общественным транспортом, системой безопасности и др. [9], требуют создания масштабной сети с огромным числом сетевых подключений и высоким уровнем безопасности [23].

В информационных технологиях важную роль заняли облачные вычисления. Они применяются в том числе и в телекоммуникациях, например в рамках концепции Cloud RAN (Radio Access Network) [9].

Пандемия COVID-19 стала причиной выхода колоссального количества сотрудников на удаленную работу, что привело к значительному росту передаваемого трафика. По оценкам экспертов объем мирового трафика в 2010 г. составлял $7.462 \cdot 10^{18}$ бит/мес, в 2022 $158 \cdot 10^{18}$ бит/мес, а к 2030 вырастет до $5016 \cdot 10^{18}$ бит/мес [35]. В то же время количество абонентов мобильных сетей вырастет с 5.32 до 17.1 млрд [35]. Это является двигателем дальнейшего развития сервиса eMBB.

2.1. Новые сервисы 6G

Рассмотренное выше позволяет прогнозировать появление следующих сервисов.

1. Связь на большие расстояния с высокой мобильностью LDHMC (Long-Distance And High-Mobility Communications) [6]. Это может быть достигнуто как с помощью специальных подходов на физическом уровне (увеличения энергетики, повторения символов, расширения спектра, помехоустойчивого кодирования с низкой скоростью и др.), так и на основе принципа гетерогенных сетей, объединяющих сеть базовых станций (БС), спутниковых каналов связи [8], соединения между устройствами без БС.

2. Коммуникации с чрезвычайно низким энергопотреблением ELPC (Extremely Low-Power Communications) [6]. Этот сервис будет востребован для задач интернета вещей, подключения датчиков, которые редко передают небольшие пакеты данных.

3. Мобильная широкополосная связь с низкой задержкой MBRLLC (Mobile Broadband Reliable Low Latency Communication),

объединяющая требования к eMBB и URLLC для поддержки приложений XR и VCI [3, 7, 22].

4. Высокоскоростные массовые подключения mMBS (Massive Broad Bandwidth Machine Type), сочетающие сценарии eMBB и mMTC для работы высокоскоростных устройств интернета вещей [7, 22].

5. Массивные URLLC (mURLLC), объединяющие требования к URLLC и mMTC, необходимые для совместной работы большого числа разнообразных датчиков, обеспечивающих производство на современных фабриках [3], интернета вещей, роботов и блокчейн-приложений [3, 22].

6. Многоцелевые услуги, связанные с конвергенцией коммуникаций, вычислений, управления, локализации и зондирования для беспроводной передачи энергии для интеллектуальных устройств [3].

Также возможен принципиальный отказ от работы в рамках сервисов и поддержания определенного качества обслуживания QoS (Quality of Service). Вместо этого каждым абонентом может быть выбрана своя рабочая точка, включающая значения скорости, задержки, надежности и других параметров [21].

2.2. Требования к системе связи 6G

Традиционно работа над новым стандартом начинается с формулировки требований к

будущему поколению систем связи. Это своего рода техническое задание, составляемое МСЭ. В настоящий момент эти требования не сформулированы, однако в ряде работ проводится их оценка. В табл. 2 приведены данные для 6G из различных источников и дано сравнение их с системой 5G [1]. Для 6G демонстрируются экстремальные значения, без конкретизации направления передачи: восходящий или нисходящий каналы.

Анализируя данные табл. 2, можно констатировать существенный рост характеристик 6G относительно 5G. Один из параметров – пиковая скорость передачи данных, определяемая суммой скоростей всех подключенных к базовой станции устройств. В рассмотренных источниках сложился консенсус по его значению – 1 Тбит/с, что превосходит значения 5G (для нисходящего канала) в 20 раз. Для удовлетворения этих требований необходимо расширить полосу пропускания до десятков гигагерц и освоить новые диапазоны частот [108].

Показатель пользовательской скорости передачи – значение, которое необходимо обеспечивать при предоставлении услуг мобильной связи. Это скорее ориентир и усредненный показатель пользовательского опыта. В часы низкой загрузки сети 5G способны поддерживать пользовательскую скорость значительно выше 100 Мбит/с, в то время как в нагруженных

Таблица 2. Сводные требования к характеристикам 5G и 6G

Параметр	5G [1]	6G*
Пиковая скорость передачи	20 Гбит/с (нисходящий) 10 Гбит/с (восходящий) (eMBB)	1 Тбит/с [3, 4, 6, 8, 11] и др.
Пользовательская скорость передачи	100 Мбит/с (нисходящий) 50 Мбит/с (восходящий) (eMBB)	1 Гбит/с [6, 19] 100 Гбит/с [11]
Задержка	4 мс (eMBB) 1 мс (URLLC)	< 10...100 мкс [6, 15] < 1 мс [3, 4, 8, 11, 14] и др.
Спектральная эффективность, бит/с/Гц	30	60 [4] > 90 [11] 100 [3] 150...300 [6, 19]
Плотность подключений, устройств/ км ²	10 ⁶ (mMTC)	>10 ⁷ [11, 26]
Мобильность, км/ч	500 (eMBB/URLLC)	> 1000 [6, 26]

*Без разделения на восходящий и нисходящий и сценарии работы.

сотах скорость будет значительно ниже. Разброс чисел (от 1 до 100 Гбит/с) для 6G объясняется не до конца сформированной концепцией и различием приложений 6G, в то же время дает представления о возможных ориентирах.

Показатель задержки критически важен в ряде новых приложений (XR, нейроинтерфейсы, беспилотные средства и др.). Большинство источников приводит требуемое значение менее 1 мс, а некоторые указывают и более низкие показатели, вплоть до 10 мкс [6]. Отметим, что такие значения сейчас выглядят недостижимыми, поскольку требуют переработки всего стека протоколов. Если рассматривать физический уровень, то для снижения задержки на два порядка необходимо значительно уменьшать длительность символов (повышая частоту дискретизации), использовать другие подходы к каналному кодированию и множественному доступу, принципиально менять структуру кадра.

Показатель спектральной эффективности напрямую влияет на скорость передачи, которая может быть увеличена за счет новых многочисленных технологий физического уровня. Как видно из табл. 2, сейчас нет единого мнения относительно конкретного значения, можно лишь прогнозировать ее кратный рост. Далее описаны основные технологии, благодаря которым это может быть достигнуто.

Среди остальных характеристик нами выделены следующие: рост числа подключений на порядок до более 10^7 устройств/км для IoE; поддержка абонентов, перемещающихся на высокой скорости, более 1000 км/ч, — сценарии работы с БПЛА и высокоскоростными поездами будущего.

3. АРХИТЕКТУРА СЕТЕЙ 6G

В настоящее время опубликовано достаточно много работ [36–46], посвященных сетевой архитектуре 6G. В работе [26] представлен ряд проектов по дальнейшему видению систем 5G (Beyond 5G) и 6G. Однако конкретная сетевая архитектура 6G находится на начальной стадии разработки. Приведем общие подходы и соображения, которые используют авторы при описании своих концепций.

3.1. Архитектура существующих сетей

Одним из базовых принципов по разработке и внедрению новых поколений систем связи

является их преемственность. Поэтому рассмотрим архитектуру сети 5G (рис. 1), которая, несомненно, ляжет в основу 6G. Ключевой особенностью архитектуры сети 5G является внедрение информационных технологий на уровне ядра сети.

Это позволило сделать сервисно-ориентированную структуру сети [47], реализовать выделение сетевых ресурсов «по требованию», отделить плоскость управления (Control Plane) от плоскости пользователя (User Plane), реализовать поддержку виртуального разделения сети на слои [48], внедрить программно-конфигурируемые [49] и виртуальные сети [50].

Разделение сети на слои позволяет операторам создавать несколько виртуальных сетей (слоёв) в рамках единой физической сетевой инфраструктуры, используя программно-конфигурируемые и виртуальные сети. Каждый слой настраивается для удовлетворения конкретных потребностей абонентов или приложений (надежность, безопасность, задержка и др.). Сетевые операторы могут динамически распределять сетевые ресурсы и функции между слоями в зависимости от текущих требований.

В архитектуру сети радиодоступа RAN внедрена возможность расположения распределенного блока DU (Distributed Unit), выполняющего протоколы низкого уровня, отдельно от центрального блока CU (Central Unit), выполняющего протоколы высокого уровня. Это позволяет увеличить гибкость развертывания сети и подключить несколько DU к одному удаленному CU. Таким образом, совместное расположение CU и DU позволяет уменьшить сетевую задержку для удовлетворения сервиса URRLC, а удаленное расположение позволяет упростить сетевую инфраструктуру и сократить издержки.

Несмотря на нововведения, внедрение и обслуживание ядра сети 5G NR для операторов мобильной связи осложнилось рядом проблем: высокая стоимость эксплуатации и большое энергопотребление БС, трудность обслуживания, а также сложность совмещенной работы с сетями предыдущих поколений (3G, 4G).

К решению указанных проблем ученые пытаются подойти с двух направлений. С одной стороны, для увеличения эффективности эксплуатации и обслуживания предлагается использование ИИ [51, 52] и МО [53] для оптимизации работы сети и создания автономной

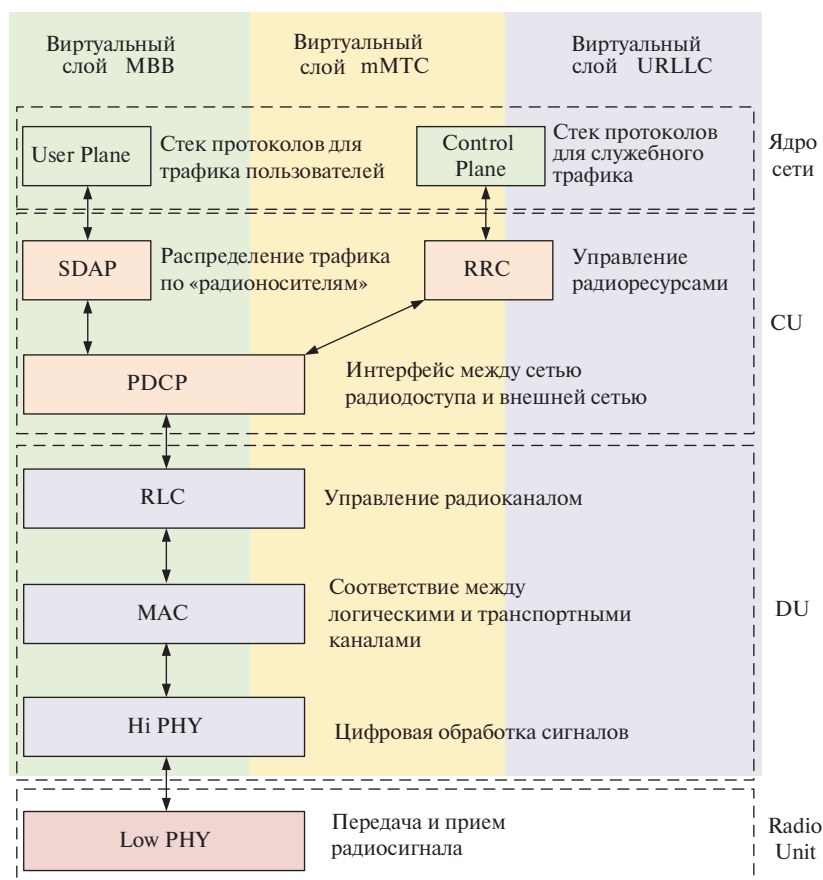


Рис. 1. Архитектура сетей 5G.

среды. С другой стороны, для снижения затрат мобильных операторов на развертывание сети разрабатывается (и уже используется в 5G) проект с открытым исходным кодом Open RAN [54]. Его цель заключается в разработке открытого интерфейса между различными модулями БС и построение архитектуры сети на основе аппаратного и программного обеспечения с открытым исходным кодом.

3.2. Принципы перехода к 6G

Концепция архитектуры сети 6G включает три основных аспекта [55]: выполнение новых требований по скорости передачи, задержкам и пр. для поддержки услуг и сервисов 6G, слияние телекоммуникационных и информационных технологий (ИТ) [14, 56] (облачные вычисления, ИИ и др.) для увеличения эффективности сетевой архитектуры [57–59], а также устранение недостатков архитектур 3G-5G.

Остановимся подробнее на недостатках архитектуры 5G. Во-первых, последовательное выполнение стека протоколов приводит

к дополнительной сетевой задержке на каждом следующем уровне. Во-вторых, технология разделения сети на слои не выполнена на требуемом техническом уровне [60] из-за проблем технической реализации и стандартизации. В-третьих, на должном техническом уровне не воплощено разделение аппаратных и вычислительных возможностей между CU и DU, некоторые подходы обсуждаются в [61]. Кроме того, сети 5G отличаются высоким энергопотреблением и сложностью обслуживания (по сравнению с 4G), что снижает темпы их коммерческого внедрения.

Несомненно, новая архитектура сети 6G должна претерпеть существенные изменения, чтобы решить упомянутые выше недостатки. Разработчиками называются следующие ключевые критерии при проектировании: простота, масштабируемость, гибкость (способность сети адаптироваться к изменяющимся условиям и запросам), скорость ввода в эксплуатацию и уменьшение ошибок при передаче данных. Окончательные требования еще не сформирова-

ны, но разными группами ученых предлагаются собственные концепции новой сетевой архитектуры [62] с учетом существующей и перспективной технологической базы.

3.3. Тенденции и новые функции сетевой архитектуры 6G

Основываясь на обзоре существующих концепций, опишем ключевые особенности и новые функции, которые станут неотъемлемой частью 6G.

1. Полное внедрение программно-определяемых сетей SDN (Software-Defined Networking) и виртуализация сетевых функций NVF (Network Functions Virtualization) для быстрого развертывания и обновления программного обеспечения, динамического совместного использования ресурсов (например, радиочастотного спектра, вычислений и хранения), а также автоматизации и интеллектуальности сети и моментального доступа к услуге/сервису по запросу.

2. Построение архитектуры сети вокруг ИИ [63, 64]. Архитектура сетей 4G/5G не была спроектирована с учетом поддержки ИИ, поэтому для расширения возможностей 6G разработчикам потребуется заложить ИИ в основу новой архитектуры.

3. Выполнение услуг и предоставление радиоресурсов по требованию в реальном времени, благодаря возможностям прогнозирования и предсказания ИИ.

4. Сети 6G должны обеспечить повсеместное покрытие на земле, на море, в космосе и в воздухе, обеспечивая пользователям стабильный канал связи и низкую задержку при бесшовном хендвере [65].

5. Предполагается, что сеть 6G будет работать в широком диапазоне частот: низкочастотный диапазон может быть использован для сценариев с широкой зоны покрытия (например, IoT), а высокочастотный диапазон — для передачи данных на сверхвысоких скоростях.

7. Обеспечение безопасности современных сетей является не частью архитектуры сети, а ее надстройкой. Однако стремительное развитие новых сетевых технологий (например, ИИ) предоставляет возможность включить безопасность в структуру новой архитектуры. Сеть будет отслеживать состояние безопасности в режиме реального времени и прогнозировать потенци-

альные риски. Цифровые двойники [66, 67] (сетей, пользователей, предприятий, государственной инфраструктуры и др.) будут существовать в сетевом пространстве, поэтому безопасность сети приобретает еще более важное значение. Кроме того, высказывается предположение о том, что будущие конфликты будут разворачиваться не в физическом мире, а в цифровом пространстве с дальнейшим влиянием или распространением на физический мир. Поэтому сеть 6G пройдет путь модернизации от безопасности интернета до безопасности киберпространства [62].

8. Внедрение блокчейн-технологии для повышения безопасности децентрализованных вычислений [68, 69], например, в контексте анализа больших данных.

9. Построение сетей на основе бессотовой топологии. Эта концепция тесно связана с использованием многоантенных систем.

4. ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ И МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ

Рост вычислительных мощностей и доступ к большим объемам данных привел к созданию моделей глубокого обучения, которые основаны на искусственных нейронных сетях. Существует множество архитектур глубокого обучения, которые используются для решения различных задач, а некоторые из них могут использоваться в беспроводной связи.

Искусственному интеллекту придают особое значение в 6G, потому что универсальность алгоритмов МО позволяет использовать их для решения самых разных задач. В документах [72, 73] представлено несколько вариантов применения МО на различных уровнях: физическом, канальном, сетевом и прикладном.

На прикладном уровне МО помогает достичь высокой гибкости сети, а также обеспечивает рост вычислительных возможностей, снижение затрат на хранение и обработку данных, расширение доступности данных и совершенствование сервисов.

4.1. Применение на физическом уровне машинного обучения сетей 6G

В последние годы проводились исследования использования МО на физическом уровне беспроводной связи [74]. В основном они направлены на решение проблем в области кодирования, синхронизации, геолокации, оценки

канала и формирования диаграммы направленности. Актуальной задачей для исследователей является оценка эффективности, вычислительной сложности и других параметров глубокого обучения в реальных системах.

Для решения задач позиционирования мобильных устройств в качестве эффективного подхода может рассматриваться глубокое обучение. Большинство систем позиционирования разрабатывается для определенных сценариев использования 6G, поэтому одним из перспективных путей решения является адаптация модели обучения под конкретные условия канала распространения радиоволн [75, 76].

Во многих стандартах связи, включая LTE и NR, оценка параметров канала является обязательной процедурой, которая необходима для компенсации искажений при частотно-селективных замираниях. Линейная оценка с минимальной среднеквадратичной ошибкой LMMSE (linear minimum mean square error) обеспечивает оптимальную точность, если канал является линейным и стационарным. Но в реальных каналах LMMSE не всегда может обеспечить необходимую точность. В этом случае оценка параметров канала может быть получена с помощью глубокого обучения с использованием нейронных сетей [77]. Однако существующие методы оценки параметров каналов на основе глубокого обучения имеют один общий недостаток. Нейронную сеть приходится обучать в автономном режиме. Из-за требований к длительному периоду обучения и большому объему обучающих данных несоответствие между реальными каналами и каналами на этапе обучения может негативно влиять на точность оценки. В будущих исследованиях перспективными подходами для преодоления этой проблемы могут стать онлайн-обучение и генерация обучающих данных, соответствующих реальному каналу.

К наиболее успешным сценариям применения МО на физическом уровне можно отнести формирование луча в антенных решетках mMIMO (massive MIMO) [78–82].

4.2. Применение машинного обучения на MAC-уровне сетей 6G

Уровень управления доступом к среде (Media Access Control, MAC) в сотовых сетях выполняет задачи распределения радиоресурсов между пользователями, группировки пользователей

для систем MIMO, выбора сигнально-кодовых конструкций, а также управления мощностью передачи восходящего канала, случайным доступом и хендовером. Инструменты МО могут быть использованы для улучшения работы переносимых процедур. Механизмы обучения с подкреплением подходят для решения задач, в которых сеть может адаптироваться к изменяющимся условиям (например, состояние канала) и учиться оптимальным стратегиям. Например, планировщик должен научиться предсказывать характеристики буферного трафика, скорость и изменения канала во времени и использовать эти прогнозы для принятия разумных решений по планированию. Например, в [83] описан метод федеративного обучения для минимизации эффектов прерывания присутствия, позволяющий улучшить качество услуг виртуальной реальности. МО в этом приложении используется для повышения точности прогнозирования положения и ориентации.

Прогнозируемое распределение радиоресурсов является еще одной задачей для МО на канальном уровне. Особенно остро эта проблема ощущается при большом количестве устройств в сценарии mMTC, решение которой рассмотрено в [84, 85].

Применение МО рассматривается для увеличения автономности устройств mMTC. С одной стороны, прогнозирование мощности передачи на основе фактических условий сети с использованием методов обучения с подкреплением может привести к улучшению энергоэффективности. С другой стороны, прогнозирование трафика и сегментации пакетов с помощью МО позволяет улучшить адаптивное энергосбережение.

Еще одним важным направлением MAC-уровня является гибкий дуплекс [86]. Данная концепция позволяет динамически распределять ресурсы одновременно во временной и частотной областях определения вместо статических временного и частотного разделения каналов. Развертывание гибкого дуплексирования для широкополосной связи нужно в случаях, когда трафик в нисходящей линии связи оказывается больше, чем в восходящей. В этом случае ресурсы восходящей линии связи будут переназначены для нисходящей. Проблема заключается в том, что на сигнал нисходящей линии будут накладываться помехи в виде сигналов пользователей восходящей линии из соседней соты. Отсюда возникает

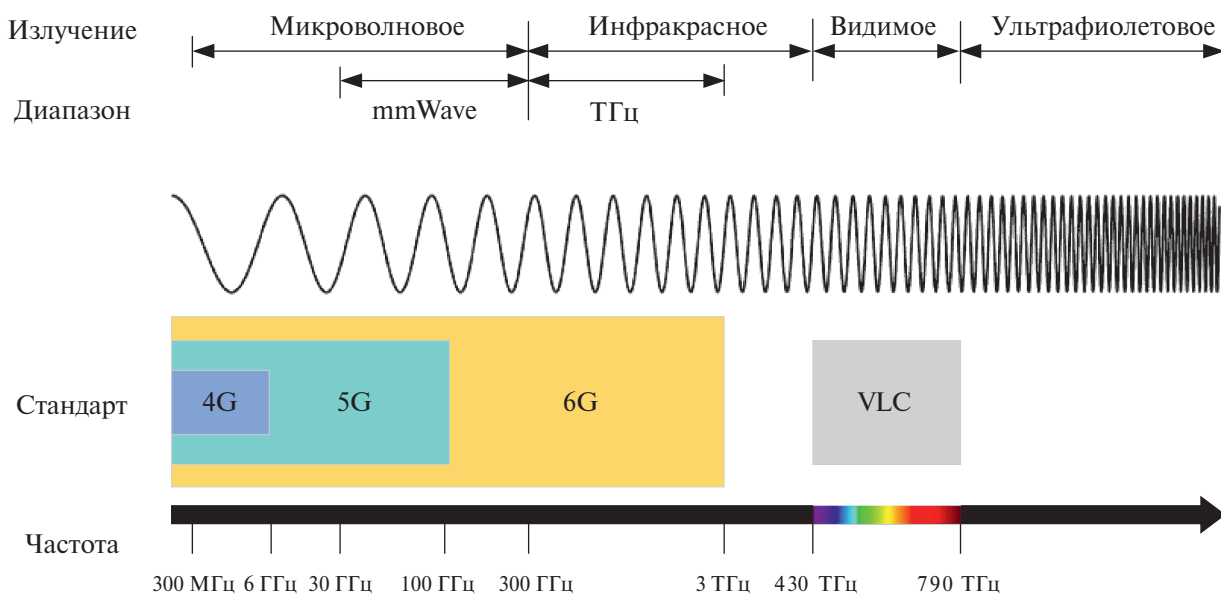


Рис. 2. Частотные диапазоны 6G.

необходимость в интеллектуальном управлении. Алгоритмы на основе МО могут контролировать этот процесс, так как концепция основана на данных о трафике и сетевой активности.

Таким образом, технологии МО займут важную позицию в построении сетей следующего поколения, решая задачи физического, канального и сетевого уровней.

5. НОВЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ДИАПАЗОНЫ

Для выполнения требований к 6G (см. табл. 2) необходимо использовать более широкие по сравнению с 5G полосы частот, что, в свою очередь, неизбежно сопряжено с освоением новых частотных диапазонов. В настоящее время точно не известно, какие именно диапазоны будут выделены для 6G, а решение данного вопроса будет рассмотрено на одной из ближайших всемирных конференций радиосвязи [109].

На рис. 2 представлены частотные диапазоны, рассматриваемые для мобильных систем. Сети 4G LTE работают в диапазоне до 6 ГГц, который к сегодняшнему дню полностью занят.

Поэтому в 5G NR началось освоение диапазона миллиметровых волн 30...300 ГГц, которое продолжается до сих пор (в настоящее время максимально определенная стандартом частота 71 ГГц). Это позволило решить проблему нехват-

ки полосы пропускания в диапазоне до 6 ГГц. Для удовлетворения растущих потребностей 6G исследователи рассматривают возможность передачи данных в терагерцовом (ТГц) диапазоне. Предполагается, что сети 6G смогут работать в широком диапазоне частот, вплоть до 3 ТГц.

5.1. Освоение радиодиапазона от 30 ГГц до 3 ТГц

Основная системная проблема миллиметрового диапазона (30...300 ГГц) с точки зрения радиосвязи заключается в высоких потерях энергии сигнала при его распространении в свободном пространстве, а различные препятствия (например, бетонные перекрытия стен) на трассе приводят к большому затуханию. Из-за этого дальность связи оказывается на порядок меньше, чем в используемых сейчас диапазонах 1...6 ГГц. Эта проблема частично решается с помощью технологии многоантенной передачи данных mMIMO с использованием нескольких десятков (или даже сотен) антенных элементов. Технология mMIMO позволяет фокусировать основную часть энергии сигнала в требуемой точке пространства, увеличивая отношение сигнал/шум на входе приемного устройства. В работах [95, 98, 99] рассмотрены диапазоны частот, которые могут быть использованы для высокоскоростной передачи данных на дальности до 1 км с помощью Massive MIMO с высоким коэффициентом усиления.

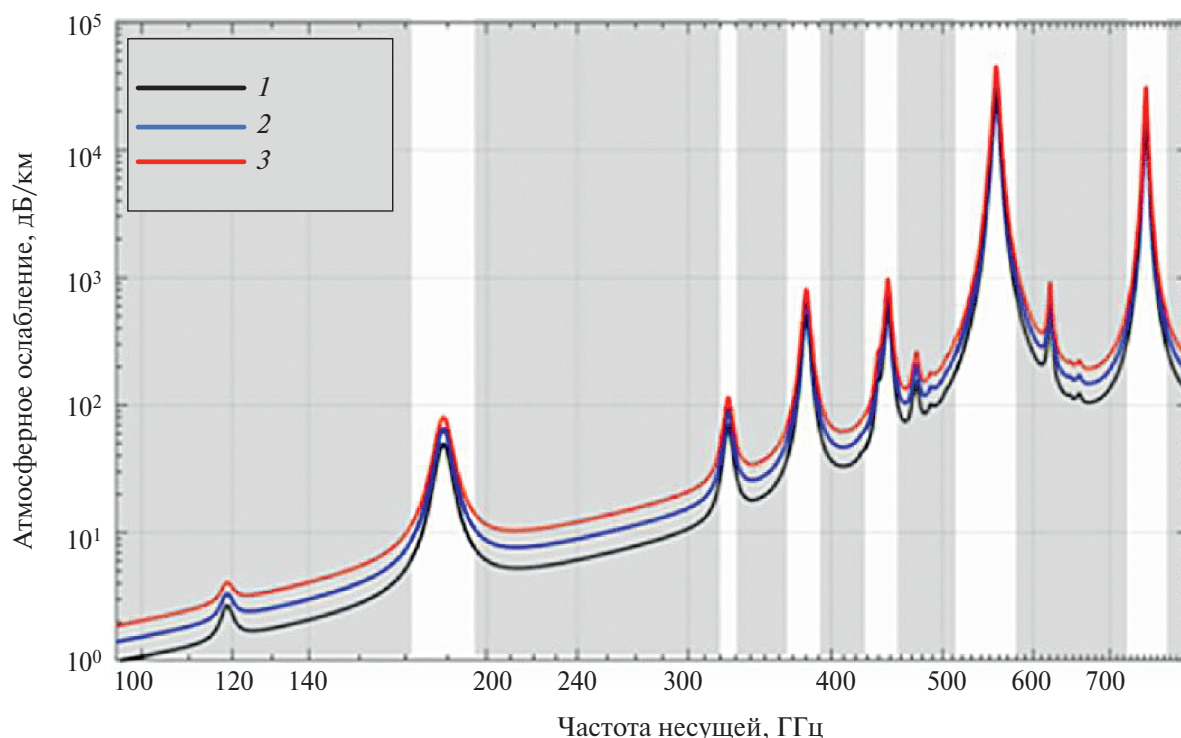


Рис. 3. Зависимость ослабления сигнала от частоты несущей для различных уровней влажности: 1 — 60%, 2 — 80%, 3 — 100% [97].

Наиболее широкие полосы пропускания доступны в свободном терагерцовом диапазоне (0.3...3 ТГц). Для его освоения потребуются решить множество задач, начиная от разработки передатчиков и антенн и заканчивая разработкой алгоритмов и сетевых протоколов, позволяющих максимально эффективно использовать этот частотный диапазон.

Проблемы ТГц-диапазона лежат не только в технической области, но и в области медицины. Комитет по потенциальным эффектам воздействия электромагнитных полей на здоровье человека в своем докладе [102] отметил, что исследователям предстоит провести тщательную работу по оценке биологического и молекулярного воздействия ТГц-излучения на здоровье человека. Рекомендуются обратить особое внимание на исследование воздействия ТГц-волн на чувствительные ткани и органы, в частности кожу и роговицу [102, 103].

При освоении новых диапазонов решающим фактором является поглощение радиоволн в атмосфере. Проведено огромное количество исследований, посвященных оценке затухания радиосигнала в атмосфере в зависимости от его частоты [91]. На частотах ниже 6 ТГц ослабление

сигнала в основном вызвано молекулярным поглощением, которое остается небольшим [92]. Однако на более высоких частотах длина волны приближается к размеру частиц пыли, дождя, снега или града, что приводит к дополнительным эффектам рассеяния [93, 94]. Наличие атомов кислорода, водорода и других газов в атмосфере приводит к тому, что в ряде диапазонов частот величина ослабления сигнала существенно выше.

На рис. 3 показано, что сигналы с частотой 183, 325, 380, 450, 550 и 760 ГГц испытывают большие потери за счет атмосферного поглощения.

С одной стороны, эти частотные диапазоны не подходят для передачи данных на большие расстояния из-за повышенного атмосферного ослабления. С другой стороны, они могут быть использованы для передачи конфиденциальных данных на малые расстояния (несколько метров) из-за быстрого затухания сигнала [95–97].

5.2. Использование диапазона видимого света

Помимо радиодиапазона рассматривается возможность передачи данных в диапазоне видимого излучения 430...790 ТГц. Это направление

имеет название VLC (visible light communication). В качестве передатчиков VLC могут быть любые источники светового излучения, которые могут использоваться как для освещения помещений, так и для передачи информации. Поэтому обязательным требованием VLC является неразличимость факта передачи данных человеческим глазом.

Наибольшую популярность VLC получил после публикации работы [104], в которой продемонстрирована способность светодиодов LED (light-emitting diode) осуществлять передачу информации. В 2010 г. консорциумом IEEE была образована рабочая группа для стандартизации VLC. Наиболее перспективными технологиями VLC являются Li-Fi (light fidelity) и OCC (optical camera communication).

В Li-Fi-технологии модуляция сигнала осуществляется за счет изменения интенсивности светового излучения, а в качестве приемника выступает фотодетектор. Для модуляции используются классические методы импульсной модуляции OOK (on-off keying) и VPPM (variable pulse position modulation). Определен новый метод модуляции – CSK (color shift key) [111], который позволяет кодировать информацию при помощи цветовой палитры. Светодиоды, входящие в состав LED-ламп, могут излучать разный цвет (RGB LED-лампы), а изменение интенсивности света способствует изменению цвета светового излучения.

В отличие от технологии Li-Fi, которая использует фотодиод для обработки принятой оптической интенсивности, OCC-технология основана на использовании камеры высокого разрешения и методов обработки изображения для приёма информации. Приемник при помощи камеры способен захватывать информацию не только от нескольких близко расположенных светодиодов, но и от цифровых LCD- и OLED-дисплеев. Кроме того, захват изображения OCC увеличивает дальность связи на открытом пространстве вплоть до 1 км за счет использования методов обработки изображения, большой длительности дискретизации и линз.

Важно отметить, что системы на основе OCC в основном ориентированы на низкоскоростную передачу из-за низкой частоты дискретизации, которая определяется частотой кадров камеры. Большинство цифровых камер работает в диапазоне 30...60 кадров/с при разрешении

1920×1080 пикселей. Таким образом, максимальная скорость передачи данных OCC не может превышать нескольких десятков мегабайт в секунду. Однако новые цифровые камеры позволяют работать при 960 кадрах/с при том же разрешении [110] и способны обеспечить большую скорость передачи данных OCC.

6. ТЕХНОЛОГИИ МНОГОАНТЕННЫХ СИСТЕМ

Одним из методов, позволяющих повысить спектральную эффективность и пропускную способность, является использование технологии многоантенных систем MIMO. Она применялась еще в системах 3G и 4G в конфигурациях 2×2 , 4×4 (количество приемных и передающих антенн). А уже в 5G NR технология MIMO с большим числом элементов mMIMO позволила существенно увеличить спектральную эффективность (до 30 бит/с/Гц) и пропускную способность (до 20 Гбит/с). Это связано с возможностью организовать пространственное разделение каналов SDMA (space division multiple access), при котором несколько абонентов используют один и тот же частотно-временной ресурс в полном объеме с минимумом межканальной интерференции. Кроме того, MIMO может использоваться для повышения отношения сигнал-шум для одного абонента, без создания параллельных потоков.

Многоантенные системы позволяют осуществить адаптивное диаграммообразование (beamforming) в цифровом, аналоговом или гибридном (цифровом и аналоговом) виде [112]. Существует несколько подходов к реализации диаграммообразования: в цифровом виде наибольшее распространение получили алгоритмы инверсии канала (канальной матрицы) [113], линейного прекодирования [114], кодирования на «грязной бумаге» DPC (dirty paper coding) [115].

Дальнейшим развитием этого направления является переход от mMIMO к сверхбольшим многоантенным системам umMIMO (ultra-mMIMO) [116]. Проблема заключается в том, что увеличение количества антенных элементов приводит к росту энергопотребления, массогабаритных характеристик и требуемой вычислительной мощности. Для решения этих проблем актуальными направлениями для исследований является разработка новых материалов и микросхемотехники [117], алгоритмов с использовани-

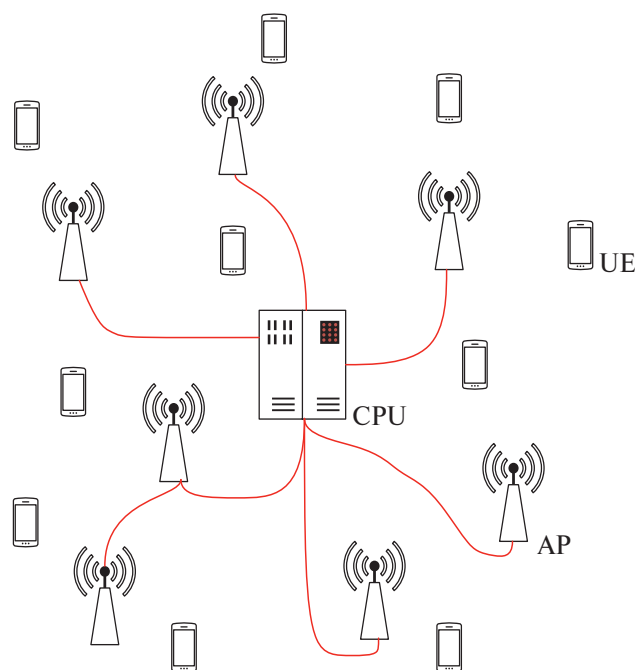


Рис. 4. Топология сети CF-MIMO.

ем машинного обучения [118], а также распределенных и облачных вычислений [119].

6.1. Бессотовые многоантенные сети

Классический подход построения систем связи подразумевает расположение антенны mMIMO на базовой станции и разнесение антенных элементов на половину длины волны. Однако существует другой подход организации таких систем — крупномасштабно распределенные антенные решетки LS-D-MIMO (large-scale distributed MIMO) [120]. Он заключается в распределении нескольких антенных решеток в зоне покрытия. Возможным вариантом такого распределения является концепция бессотовых многоантенных систем CF-MIMO [120]. Благодаря возможности использования множества антенных элементов в LS-D-MIMO и концепции CF-MIMO системы mMIMO будут трансформированы в umMIMO (ultra mMIMO).

Концепция CF-MIMO позволяет отойти от классической концепции мобильной связи разделения зоны обслуживания на соты. В системах CF-MIMO несколько точек доступа AP (access point) с антенными решетками подключены к центральному процессорному блоку CPU (central processing unit) по транспортной сети

с высокой пропускной способностью и низкой задержкой [121]. CPU управляет синхронизацией и формированием сигналов через каждый антенный блок. Таким образом, одного пользователя может обслуживать сразу несколько разнесенных антенных решеток. Иллюстрация топологии такой сети представлена на рис. 4.

Концепция CF-MIMO близка к SDN (см. разд. 2) и реализуется на ее основе.

В ряде сценариев системы CF-MIMO могут обеспечить более равномерную зону покрытия по сравнению с mMIMO [122], позволяют решить проблему хендвера [123] и реализовать эффективное пространственное разделение абонентов [124]. Все это делает CF MIMO перспективной технологией и кандидатом на внедрение в 6G [120]. Отмечается также, что эта технология может дать больший эффект при совместной работе с RIS [125, 126].

Несмотря на существенные преимущества, необходимо отметить и ряд проблем. Во-первых, эффективность работы LS-D-MIMO напрямую зависит от способа кластеризации взаимодействующих AP, что является темой ряда исследований [127–130]. Во-вторых, синхронизация между AP требует сверхмалых задержек [134] и отсутствия межканальной интерференции [131]. В-третьих, оценка параметров канала и эквализация также должны выполняться совместно, что в свою очередь приводит к существенному увеличению вычислительной сложности [132]. В-четвертых, высокая стоимость развертывания и обслуживания CF-MIMO (за счет большого количества антенн, точек доступа и др.) должна быть существенно снижена путем применения новых недорогих компонент с низким энергопотреблением [133]. Перечисленные выше нерешенные задачи CF-MIMO являются одними из ключевых для дальнейших исследований.

6.2. Динамические метаповерхностные антенны DMA

Еще одно новое направление в MIMO — использование динамических метаповерхностных антенн (Dynamic Metasurface Antenna, DMA), что является новым подходом конструкции антенных решеток с использованием метаматериалов [135–137]. Концепция DMA позволяет уменьшить физические размеры антенны и энергопотребление благодаря уменьшению (относительно классических систем) количе-

ства радиочастотных цепей [135]. Управление диаграммой направленности DMA происходит с помощью твердотельных переключателей, встроенных в конструкцию решетки [138].

Однако применение DMA обычно ограничивает спектральную эффективность. Для устранения этого недостатка предлагается использование RIS [139].

6.3. Голографическое формирование диаграммы направленности

Развитием адаптивного формирования диаграммы направленности (ДН) [140, 141] является голографическое формирование ДН (Holographic Beamforming, HBF), которое основывается на использовании программно-определяемых антенн (Software-Defined Antennas, SDA). Голографическим данный метод называется в силу того, что антенна похожа на голографическую пластину в оптической голограмме. Радиочастотный сигнал поступает на заднюю часть антенны и рассеивается по ее передней части, где миниатюрные элементы корректируют форму ДН [140]. Антенны SDA имеют меньшие массогабаритные характеристики, более низкое энергопотребление, а также меньшую стоимость по сравнению с традиционными системами [142]. Технология HBF позволяет существенно увеличить точность позиционирования (вплоть до сантиметров) [142, 143] и отношение сигнал/шум приемного устройства [8].

Метод HBF будет особенно важен в миллиметровом и терагерцовом диапазонах, потому что формирование сверхузкой ДН поможет преодолеть серьезные потери при распространении, а также уменьшить интерференцию между соседними сотами [144].

6.4. MIMO в оптическом диапазоне

Учеными рассматривается использование MIMO в оптическом диапазоне OMIMOS (Optical MIMO System), включая диапазон видимого света VLC-MIMO. В данных системах предлагается использование нескольких LED/инфракрасных/лазерных диодов в качестве передатчиков и нескольких фотодиодов в качестве приемников. В [146] приведены результаты эксперимента, в котором в лабораторных условиях удалось достичь скорости передачи 249 Мб/с, а в работе [147] с помощью математического моделирования продемонстрирована скорость около 450 Гб/с.

Как и в системах 5G, в 6G MIMO будет играть ключевую роль в обеспечении высокой

скорости и спектральной эффективности [118]. Можно рассчитывать на полноценную реализацию концепции CF-MIMO, что позволит гораздо более эффективно использовать свойства пространственных каналов и улучшить качество обслуживания (помехоустойчивость, бесшовный хендовер, скорость передачи и др.) [122]. Технологии многоантенных систем одни из наиболее динамично развивающихся в области физического уровня систем связи, и с ними связано много перспектив по улучшению будущих мобильных сетей.

7. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ОТРАЖАЮЩИЕ ПОВЕРХНОСТИ RIS

В современные системы связи заложены широкие возможности для управления передачей данных на физическом, канальном и сетевом уровнях [148] в предположении, что среда распространения радиоволн остается неконтролируемой. Однако новейшие исследования показали, что с помощью новых метаматериалов можно создавать «умные» отражающие или перенаправляющие радиосигнал метаповерхности (МП), которые становятся дополнительной компонентой канала распространения между передатчиком и приемником (рис. 5).

Рассмотрим основную идею применения реконфигурируемых МП в телекоммуникационных системах. В научном сообществе такие МП имеют несколько закрепившихся наименований, нами используется обозначение «реконфигурируемая интеллектуальная поверхность» RIS. Термин RIS недавно появился в тематике беспроводной связи [149], однако сама технология рассматривалась и раньше [150–153].

Плоскость RIS можно представить в виде матрицы, содержащей дискретные элементы с изменяемыми электромагнитными свойствами, что позволяет управлять их амплитудно-фазовым откликом с помощью контроллеров и переключателей. Таким образом, рассеяние, поглощение, отражение и дифракционные свойства поверхности могут изменяться во времени и ими можно управлять программно.

Долгосрочное видение этой технологии заключается в создании интеллектуальных радиосред [154]. Это позволит расширить стек протоколов, включив в него канал распространения

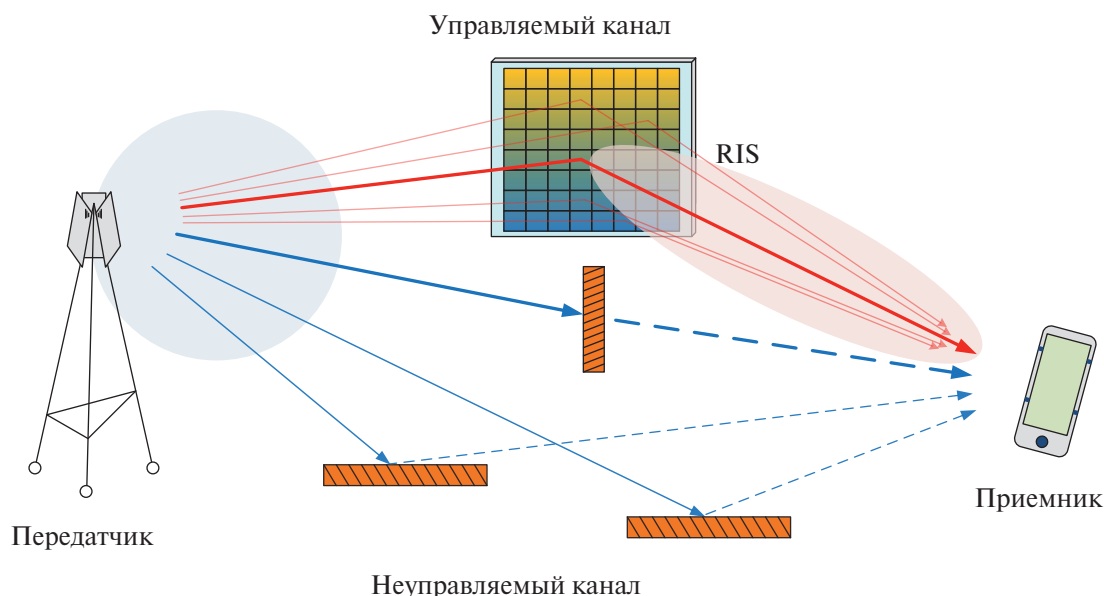


Рис. 5. Применение RIS в телекоммуникационных системах.

(Layer 0), и рассмотреть новые подходы сквозного взаимодействия протоколов Layer 0–3 с учетом нового уровня.

Кратко рассмотрим базовые принципы RIS, которые помогут получить первичное представление о физике работы, сценариях использования, преимуществах и недостатках, а также о дальнейших перспективах этой технологии.

7.1. Метаматериалы, метаповерхности и аппаратная реализация RIS

Сначала рассмотрим метаматериалы и состоящие из них МП, которые лежат в основе RIS. Метаматериалы являются искусственно созданными материалами, обладающими особыми свойствами (например, отрицательным показателем преломления), которые не встречаются в природных материалах. Они состоят из металлических/диэлектрических микро/наноструктур (их называют мета-атомами) с предустановленными электромагнитными (ЭМ) характеристиками, которые расположены в определенном порядке на ультратонкой поверхности. Такую поверхность называют метаповерхностью, а структура расположения на ней мета-атомов определяет ЭМ-свойства всей поверхности [151].

Падающая на поверхность ЭМ-волна взаимодействует с каждым мета-атомом, формируя импульсный отклик системы. Таким образом, располагая мета-атомы с желаемыми свойствами в заранее определенном порядке (структуре),

можно реализовать МП с требуемой импульсной характеристикой (распределением амплитуд и фаз) для отраженных или проходящих сквозь них ЭМ-волн [155–160].

Существует несколько подходов к созданию структуры МП в зависимости от вида падающей ЭМ-волны. Применительно к радиоволнам чаще всего рассматривается МП, состоящая из матрицы электрически связанных резонаторов квадратной или круглой формы с заданной магнитной восприимчивостью [161].

На рис. 6 приведена типичная архитектура RIS [162]. Она состоит из трех слоев и интеллектуального контроллера.

Во внешнем слое на диэлектрической подложке располагается большое количество металлических элементов, которые взаимодействуют с падающими радиосигналами. Для уменьшения утечки энергии сигнала используется медная пластина, расположенная на среднем слое. Внутренний слой представляет собой плату управления, которая отвечает за управление откликом амплитуды/фазы каждого элемента с помощью контроллера, реализованного в программируемой интегральной схеме.

Метаповерхности могут быть как пассивными, так и активными. Пассивные МП не имеют возможности внешнего управления, не могут реконфигурироваться и обладают постоянной импульсной характеристикой. В отличие от них, активные МП поддерживают внешнее управ-

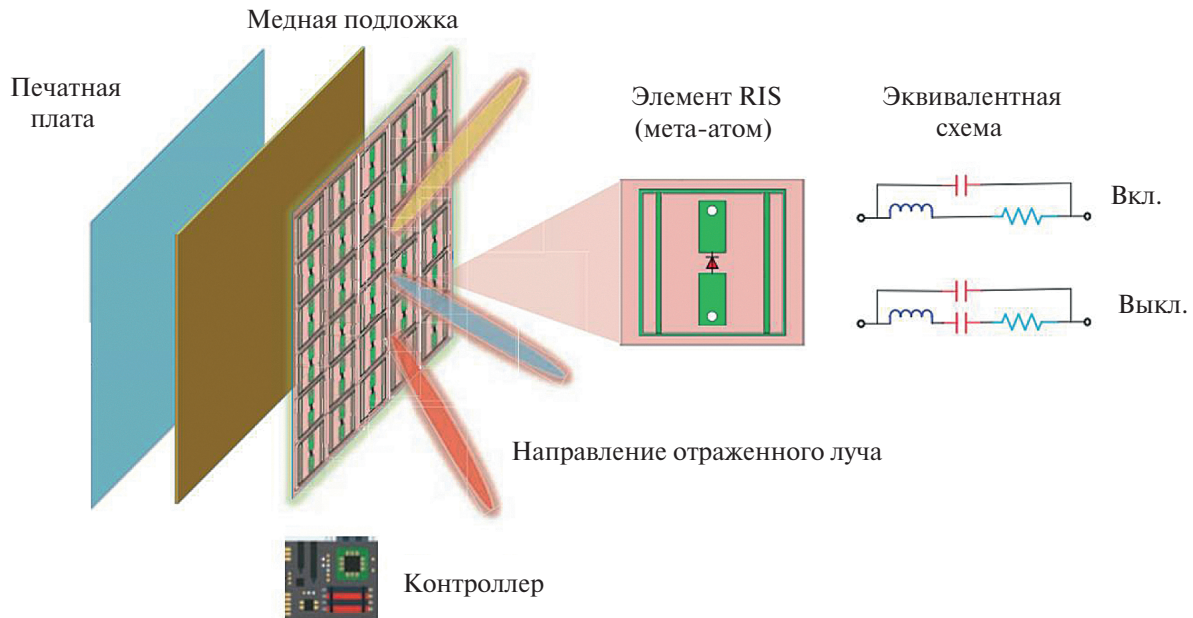


Рис. 6. Пример реализации RIS [162].

ление и являются реконфигурируемыми, а их импульсным откликом можно управлять. Для телекоммуникационных систем в основном рассматриваются активные МП [155–160, 163–166] из-за возможности частичного управления средой распространения радиоволн.

Активные МП бывают однородными (элементы поверхности управляются совместно) и неоднородными (каждый элемент поверхности может управляться независимо от других). Кроме того, существует несколько способов воздействия на элементы поверхности для управления ее характеристиками: электрический [167–169], механический (электро-механический) [170–172], оптический [173–175], термический [176], химический [177] и другие, включая комбинированные.

Пример структуры отдельного элемента вместе с реализацией управления его характеристиками также показан на рис. 6. В каждый элемент МП встроен pin-диод, а управляя напряжением смещения по линии DC, можно переключать его состояние между “включено” и “выключено” и создавать фазовый сдвиг в пределах π рад [178]. Таким образом, фазовыми сдвигами элементов RIS можно управлять независимо друг от друга путем установки соответствующих напряжений смещения в контроллере.

Для эффективного управления амплитудой отражения используется переменный резистор [179]. При изменении значения сопротивле-

ния в каждом элементе рассеивается требуемая часть энергии падающего сигнала, что позволяет добиться управляемой амплитуды отражения в диапазоне $[0, 1]$. Таким образом реализуется одновременное управление отклика амплитудой и фазы падающего на RIS сигнала.

7.2. Использование RIS в телекоммуникационных системах

Реконфигурируемая интеллектуальная поверхность может принимать сигналы с любого направления, к которому обращены её элементы, и настраивать картину коэффициентов отражения на элементах для переизлучения сигналов с желаемым направлением и формой луча. Каждый элемент выполняет пассивную фильтрацию входного сигнала, потенциально уменьшая амплитуду, внося задержки и/или изменяя поляризацию.

Опишем упрощенную системную модель канала связи с RIS и формулировку решаемой задачи. Рассмотрим распространение сигнала от передатчика (Tx) к приемнику (Rx), используя RIS (рис. 7) в одноантенной системе. Передаваемый сигнал x излучается и распространяется до RIS, отражается от ее поверхности и поступает в приемник.

Сигнал на входе приемника, прошедший RIS, обозначим переменной y . Трактория распространения сигнала представлена на рис. 7.

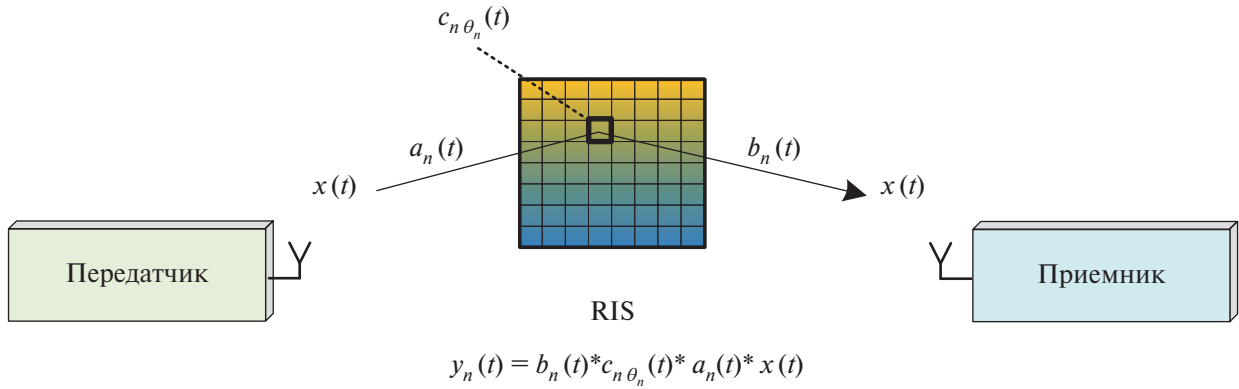


Рис. 7. Передача сигнала в канале связи с RIS.

Поверхность RIS состоит из N рассеивающих элементов. Каждый n -й элемент ($n = 1, \dots, N$) обладает собственной управляемой импульсной характеристикой $c_{n, \theta_n}(t)$, в которой подстрочный индекс θ_n обозначает переменную, отвечающую за внешнее управление импульсной характеристикой элементов RIS. Соответственно, общий импульсный отклик поверхности RIS конфигурируется набором переменных $\theta_1, \dots, \theta_N$.

Обозначим n -й элемент RIS как RIS_n . Отражение сигнала от RIS_n равносильно его прохождению через фильтр с характеристикой $c_{n, \theta_n}(t)$, которая является перенастраиваемой с помощью переменной θ_n . Примем допущение, что импульсные характеристики не изменяются в процессе передачи сигнала. Тогда принятый сигнал y_n , отраженный от RIS_n , можно описать с помощью

$$y_n(t) = b_n(t) * c_{n, \theta_n}(t) * a_n(t) * x(t),$$

где $a_n(t)$ и $b_n(t)$ — импульсные характеристики каналов $Tx \rightarrow RIS_n$ и $RIS_n \rightarrow Rx$ соответственно, $(*)$ — операция свертки. Сигнал на входе приемника является суперпозицией всех отраженных от RIS сигналов, поэтому

$$y(t) = \sum_{n=1}^N (b_n(t) * c_{n, \theta_n}(t) * a_n(t) * x(t)),$$

а общая импульсная характеристика канала передачи может быть выражена с помощью выражения

$$h_\theta(t) = \sum_{n=1}^N (b_n(t) * c_{n, \theta_n}(t) * a_n(t)).$$

Основная задача управляемой RIS заключается в выборе такой конфигурации θ отражающих

элементов поверхности RIS, которые обеспечат канальные коэффициенты $h_\theta(t)$, максимизирующие отношение сигнал/шум в точке приема.

Для управления θ необходимо передавать дополнительные служебные данные по сетевой инфраструктуре. Рассматривается два основных способа передачи служебной информации: внеполосная и внутриполосная передача. Внеполосный канал управления находится вне полезной полосы пропускания, поэтому не влияет на передачу полезных данных. В отличие от него внутриполосный канал управления потребляет часть полезной полосы пропускания, что снижает пропускную способность системы.

7.3. Перспективы RIS в 6G

Как и любая перспективная технология, концепция RIS должна обладать существенными преимуществами, чтобы она нашла свое практическое применение в 6G. Например, Massive-MIMO и mm-Wave доказали свою эффективность в 5G, поскольку первая позволяет увеличить количество одновременно обслуживаемых пользователей в несколько раз, а вторая — увеличить скорость передачи данных пользователю благодаря широкой полосе пропускания. RIS обладает привлекательными техническими характеристиками [180, 181], но вопрос ее эксплуатационного преимущества относительно конкурирующих технологий остается открытым.

Переход в ТГц-диапазон осложняется высоким затуханием радиосигнала на трассе распространения. RIS является эффективным инструментом для увеличения энергетики канала в случае отсутствия прямой радиовидимости

за счет возможности направленного переотражения сигнала от RIS в приемник (см. рис. 1). Остальные сценарии в основном предполагают использование RIS как вспомогательного элемента на трассе для частичного управления каналом распространения и увеличения энергетики [182]. Другими словами, RIS рассматривается как новая степень свободы при организации канала связи, которая может обеспечить дополнительные преимущества, но и требует решения ряда проблем: производство, управление RIS в реальном времени, увеличенная вычислительная сложность и др.

8. МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП И МОДУЛЯЦИЯ

Технология множественного доступа напрямую влияет на ключевые характеристики систем связи, и в настоящее время идет широкая дискуссия по выбору множественного доступа для сетей 6G. Учеными озвучена парадигма перехода от традиционных ортогональных методов множественного доступа к неортогональным NOMA (non-orthogonal multiple access), т.е. к обслуживанию нескольких пользователей в едином частотно-временном ресурсном сегменте. Это связано с огромным ростом числа сетевых устройств в беспроводных сетях, для которых невозможно организовать одновременную передачу данных в единой сети радиодоступа при ортогональном разделении каналов. Показано [183–186], что NOMA позволяет не только увеличить плотность сетевых устройств, но и увеличить спектральную эффективность многоканальной системы связи за счет дополнительного домена для мультиплексирования каналов.

8.1. Неортогональный множественный доступ

NOMA рассматривалась в качестве основного кандидата для 5G, однако так и не вошла в заключительный стандарт версии 17. Причиной этому является ряд нерешенных проблем, что ставит под сомнение коммерческую целесообразность её применения в сетях пятого поколения. Среди существенных проблем выделяют повышенную вычислительную сложность, увеличение стоимости устройств и скромный диапазон эксплуатационных сценариев, в которых NOMA обеспечит ощутимый выигрыш. Кроме того, эта технология недостаточно проработана и исследована, для того чтобы внедрить ее

в 5G на требуемом уровне. Еще одной причиной является многообразие различных схем NOMA, предложенных крупными компаниями, и их конкуренция между собой, что мешает стандартизации. Тем не менее NOMA активно рассматривается для будущей модернизации стандарта 5G (5G Beyond) с последующим включением этой технологии в 6G [187–189].

В группе NOMA можно выделить две группы подходов: разделение каналов в мощностном домене Power Domain–NOMA (PD-NOMA) [190] и в кодовом домене Code Domain–NOMA (CD-NOMA) [191–193], которые имеют свои преимущества и недостатки. CD-NOMA объединяет в себе сразу несколько подходов: LDS (low-density signature) [194], LDS-OFDM [195], SCMA (sparse code multiple access) [196], PDMA (pattern division multiple access) [197] и др.

I. Ключевая идея PD-NOMA заключается в разделении пользовательских каналов по мощности в едином частотно-временном ресурсном сегменте (например, OFDM-поднесущей) [183–190], основанном на принципе суперпозиционного кодирования [198] для формирования группового сигнала. Согласно PD-NOMA одновременно и в одном частотном подканале можно передать сигналы для двух и более пользователей с отличной друг от друга мощностью. То есть вводится контролируемая межканальная интерференция, а уплотнение каналов становится неортогональным. Мощностной домен является дополнительной степенью свободы при мультиплексировании (наряду с частотным, временным, пространственным и другими доменами), что увеличивает гибкость многоканальной системы.

Коротко рассмотрим процедуру формирования сигнала. Основная задача заключается в корректном распределении доступной мощности между пользователями. Групповой сигнал PD-NOMA формируется с помощью суперпозиции сигналов пользователей с разными весовыми мощностными коэффициентами. Распределение доступного мощностного ресурса осуществляется в соответствии с качеством канала передачи пользователей: пользователь с лучшим качеством канала передачи получит наименьшую долю мощности, и наоборот. Межканальная интерференция оказывает существенное влияние на процедуры физического уровня, поэтому для поддержки PD-NOMA действующий стек протоколов должен быть существенно

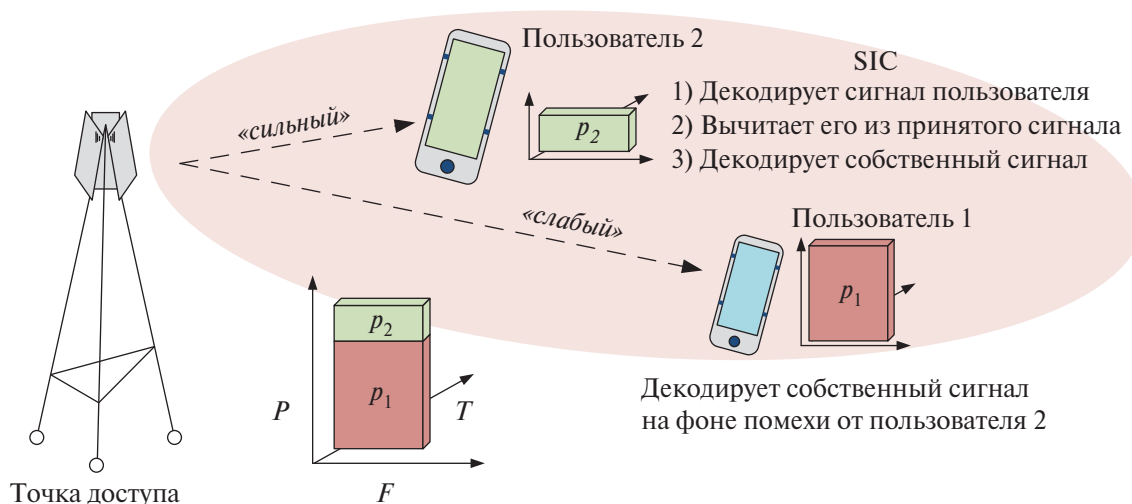


Рис. 8. Пример PD-NOMA для двух пользователей.

переработан. Кроме того, дополнительная степень свободы кратно усложняет планирование сетевых ресурсов и это должно быть оптимизировано в дальнейшем.

Для обработки группового сигнала на приемной стороне используется метод последовательного подавления помех SIC (Successive Interference Cancellation). Подход SIC заключается в последовательном декодировании пользовательских каналов в порядке уменьшения их мощности. Для того чтобы декодировать сигнал пользователя с наименьшей мощностью, необходимо предварительно декодировать сигналы остальных пользователей с большей мощностью. Подобное каскадное декодирование не только обладает повышенной вычислительной сложностью, но и является причиной накопления ошибок: при неверной демодуляции «сильных» сигналов существенно увеличивается вероятность неправильной демодуляции следующих по уровню мощности сигналов.

PD-NOMA может использоваться как в прямом, так и в обратном канале. Однако типовым сценарием для PD-NOMA является мультиплексирование пользователя с высоким и низким качеством канала передачи в прямом канале (рис. 8).

PD-NOMA может работать вместе с другими технологиями множественного доступа, такими как OFDMA, SDMA и др. Например, предложена одновременная передача данных на одной ортогональной поднесущей с помощью одновре-

менного использования PD-NOMA и OFDMA для систем LTE-A [199]. Другим применением PD-NOMA является мультиплексирование с подслоинным разделением [200], включенное в стандарт цифрового телевидения для одновременной передачи нескольких потоков данных.

II. К группе CD-NOMA относится несколько методов, но наибольшее внимание получила технология множественного доступа на основе разреженных кодов SCMA, предложенная в 2013 г. для организации физического уровня 5G [196]. В SCMA также реализуется одновременная передача сигналов несколькими абонентами в едином частотно-временном ресурсе. Отличие от PD-NOMA заключается в использовании более сложных подходов к формированию и обработке сигналов [201, 202]. Показано, что среди методов CD-NOMA именно SCMA обладает большей эффективностью и является одним из наиболее вероятных кандидатов для применения в 6G [203].

Обычно в работах рассматриваются системы связи с SCMA-символами, которые передаются на поднесущих OFDMA, однако могут использоваться и другие ортогональные ресурсные элементы. Каждый абонент передает свои символы на нескольких d_j поднесущих, т.е. использует принципы частотного расширения. На каждой поднесущей расположены символы нескольких dk абонентов, что делает систему перегруженной, а количество абонентов J может превосходить число поднесущих K . Принцип распределения пользователей можно проиллюстрировать с помощью фактор-графа (рис. 9а).

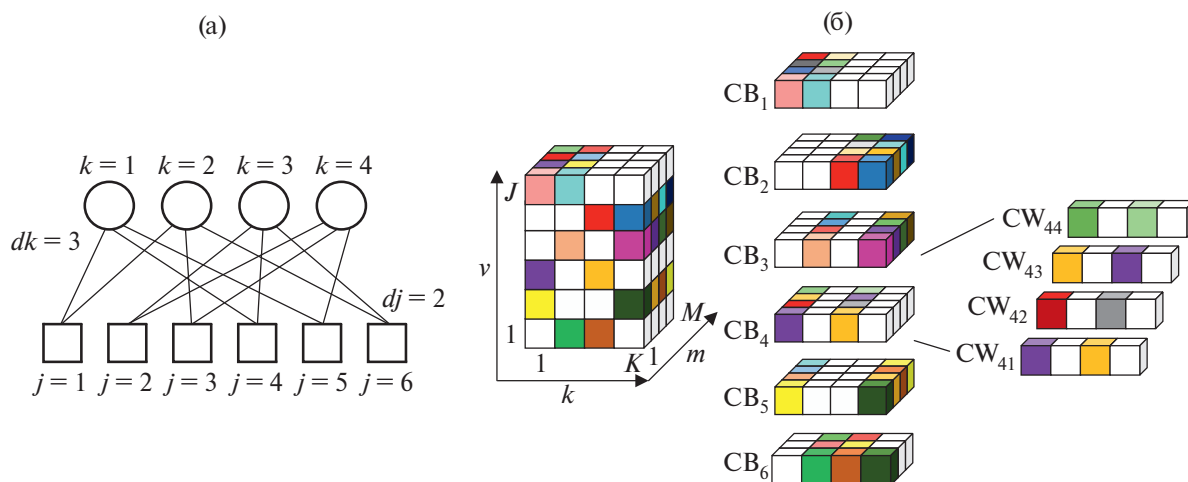


Рис. 9. Фактор-граф SCMA: круги — поднесущие, квадраты — условный абонент, линии — связь между ними (а); кодовые блоки (CB) и кодовая книга (CW) SCMA для $K=4, J=6, dk=3, dj=2$ (б).

Символы абонентов называются кодовыми словами и являются разреженными комплексными векторами — лишь dj из K его элементов отличны от нуля. Кодовые слова хранятся в кодовых книгах — трехмерных матрицах, которые формируют алфавит возможных передаваемых символов (рис. 9б).

Итоговые символы формируются путем суперпозиции всех выбранных кодовых слов. Обратим внимание, что SCMA объединяет модуляцию и множественный доступ в одну процедуру, поскольку комплексные огибающие формируются на этапе выбора и суперпозиции кодовых слов. Для детектирования SCMA-символов используют различные версии алгоритма передачи сообщений МРА (message passing algorithm), схожего с алгоритмами декодирования низкоплотных LDPC (low density parity-check) кодов. SCMA работает совместно с OFDM [202], MIMO [204] и другими технологиями физического уровня. Метод SCMA демонстрирует лучшую помехоустойчивость и потенциально способен обеспечить большую пропускную способность по сравнению с PD-NOMA [205], однако обладает гораздо более высокой вычислительной сложностью алгоритмов декодирования. Количество сетевых слоев SCMA превосходит количество физических ортогональных ресурсов, поэтому в сценарии mMTC может быть обеспечено большое число подключений и меньшая задержка [203].

Тематика SCMA имеет ряд не до конца решенных проблем. Эффективность систем связи с этим методом зависит от структуры кодовых

книг. Несмотря на то, что вышло большое число работ по тематике их формирования [206], разработка кодовых книг для сложных каналов с разными требованиями к скорости и помехоустойчивости до сих пор является актуальной задачей. Также вызывает интерес работа SCMA в условиях неидеальной синхронизации и ошибки оценки параметров канала [207]. Выходит большое число статей, посвященных совместной работе SCMA с другими технологиями: MIMO [208], RIS [209], машинным обучением [210] и др. Основной проблемой SCMA, из-за которой эта технология до сих пор не применяется на практике, является высокая вычислительная сложность алгоритма декодирования. Несмотря на то, что вышло множество работ, описывающих пути упрощения МРА (и его вариаций), можно констатировать, что проблема далека от решения, поскольку базовая идея МРА — пересчет вероятностей при обходе графа в течение ряда итераций — достаточно сложна. Однако, с одной стороны, вычислительная техника развивается и может поддерживать все более сложные алгоритмы, а с другой — существуют надежды на применение методов машинного обучения, способных повысить эффективность и снизить сложность МРА [210].

8.2. Метод множественного доступа с разделением по скорости RSMA

В работах [211–213] и др. предложен новый метод множественного доступа с разделением по скорости RSMA (rate-splitting multiple access). RSMA объединяет подходы OMA, NOMA и

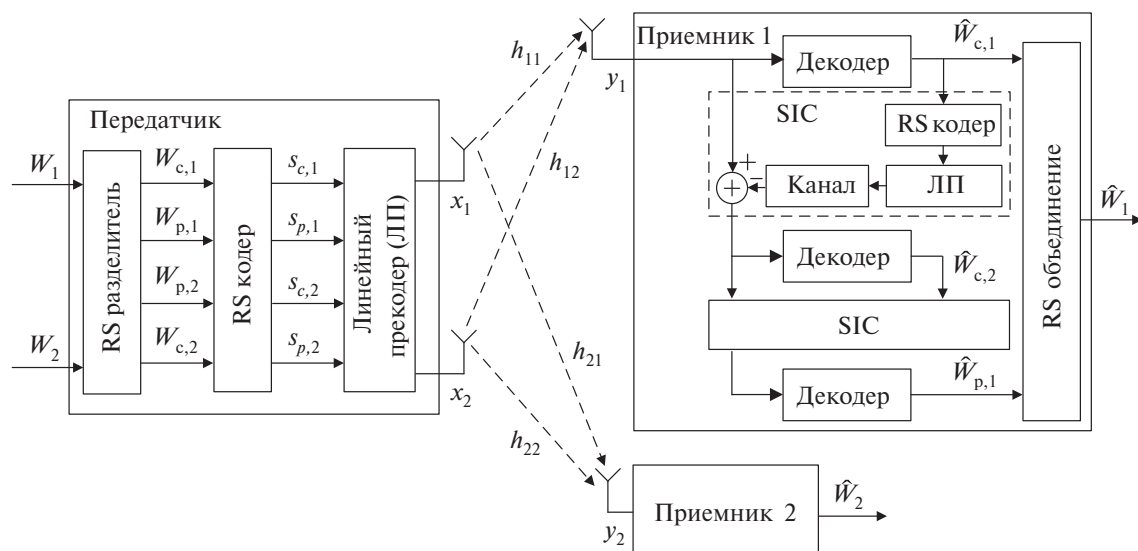


Рис. 10. Обобщенная схема канала связи с RSMA на основе линейного прекодирования для двух абонентов.

SDMA: в зависимости от состояния канала по-разному работает с межпользовательской интерференцией: декодирует ее как NOMA, рассматривает как помехи в соответствии с подходами SDMA, или вовсе ортогонализирует сигналы как OMA. Обобщенная схема канала связи с RSMA и линейным прекодированием изображена на рис. 10.

В этой схеме для организации пространственного разделения используется линейное прекодирование [114], которое может быть заменено на другие методы SDMA без изменения общего принципа.

Блок RS-разделитель делит сообщения абонентов на две части: приватные $W_{p,k}$ (предназначенные только k -му абоненту) и общие $W_{c,k}$ (получаемые обоими абонентами), $k = 1, 2$ (для упрощения рассмотрим случай, когда мультиплексируется два абонента). RS кодер отображает сообщения в символы модуляции $W_{c,1} \rightarrow S_{c,1}$, $W_{c,2} \rightarrow S_{c,2}$, $W_{p,1} \rightarrow S_{p,1}$ и $W_{p,2} \rightarrow S_{p,2}$. Линейный прекодер, используя матрицу предобработки, формирует сигналы, предназначенные каждому абоненту, при этом

$$X_1 = P_{c,1}S_{c,1} + P_{p,1}S_{p,1} \text{ и } X_2 = P_{c,2}S_{c,2} + P_{p,2}S_{p,2},$$

где $P_{c,1}$, $P_{c,2}$, $P_{p,1}$, $P_{p,2}$ — прекодеры общих и частных частей. Приемник содержит пространственный декодер, основанный на умножении сигнала на матрицу постобработки и последовательность блоков SIC.

При неидеальной оценке параметров канала распространения радиоволн (в частности, канальной матрицы) ортогональность пространственных абонентских каналов нарушается, что ведет к созданию межпользовательских помех. RSMA, управляя долями парциальных мощностей $p_{c,1}$, $p_{c,2}$, $p_{p,1}$ и $p_{p,2}$, а также процедурами прекодирования и постобработки, совмещает оба подхода — декодирования помех и их рассмотрения в качестве шума. Это дает дополнительную степень свободы и увеличивает пропускную способность систем связи [214].

Несмотря на то что основы подхода RSMA были описаны давно [215], интерес к его практической реализации возник только в последние годы на фоне распространения многопользовательских многоантенных систем [216]. Однако это направление только начинает развиваться и многие вопросы до сих пор не решены, например, такие как реализация на основе CD-NOMA, оценка целесообразности использования RSMA в реальных условиях эксплуатации и т.д.

8.3. Ортогональный множественный доступ и дальнейшее развитие

Среди перспективных подходов развития ортогонального множественного доступа можно отметить технологию мультиплексирования на основе орбитального углового момента OAM-MDM (orbital angular momentum-based mode-division multiplexing) для передачи в миллиметровом диапазоне частот [217]. OAM использует

электромагнитные свойства (направления фазового фронта) электромагнитных волн и позволяет их ортогонально мультиплексировать в зоне прямой видимости на близком расстоянии от передатчика [217, 218].

Среди перспективных подходов модуляции нужно упомянуть индексную модуляцию IM (index modulation), рассматриваемую для 5G [219–221]. Согласно принципам IM биты информации отображаются не только в комплексные амплитуды (QAM-символы), но и в индекс доступного для передачи ресурса. В качестве ресурса могут выступать пространственные каналы, в этом случае IM называется пространственной модуляцией SM (spatial modulation) [219]. Также может использоваться номер OFDM поднесущей (случай OFDM-IM) [219].

Можно предположить, что разработчики стандарта 6G примут решение развивать текущий подход ортогонального множественного доступа. В этом случае можно прогнозировать применение более совершенных методов фильтрации для снижения ПИК-фактора (отношение максимальной амплитуды сигнала к его среднеквадратичному значению) и уровня внеполосного излучения [222, 223] или замену OFDM на FBMC (filterbank multicarrier) [224], или другие модификации OFDM [225]. Также при сохранении подходов OMA будет повышен индекс используемой QAM модуляции – от 256 в 5G NR до, по крайней мере, 1024 в 6G.

Предлагаемые еще для 5G, эти методы до сих пор не вошли в стандарт, однако в большом числе публикаций [189, 191, 203, 214] прогнозируется их включение в 6G. Вопрос о выборе конкретной технологии доступа до сих пор остается открытым. Однако отметим, что RSMA является обобщением OMA и NOMA для многоантенных систем и подразумевает реализацию на основе PD или CD-NOMA. Вместе с тем, это самый новый и наименее изученный к настоящему моменту метод, результаты исследования которого публикует всего несколько коллективов [213, 214].

9. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ

Помехоустойчивые коды используются во всех современных системах цифровой связи. Вместе с модуляцией и множественным доступом они определяют структуру и основные параметры физического уровня: длину пакетов,

структуру кадра, скорость передачи и вероятность битовой ошибки. Именно применение помехоустойчивых кодов в комплексе с адаптивной модуляцией позволяет вести передачу в условиях сложных каналов с вероятностью ошибки, не превышающей заданную.

Теорема Шеннона определяет предельную пропускную способность канала связи в зависимости от отношения сигнал-шум на входе приемника. Шеннон в своих работах показал, что обеспечить стремящуюся к этому пределу скорость передачи возможно с помощью применения помехоустойчивых кодов большой длины. К настоящему времени существует три класса наиболее эффективных кодов: турбокоды, LDPC и полярные коды.

Турбокоды основаны на параллельном использовании нескольких простых (например, сверточных) кодов совместно с перемежителем, благодаря чему увеличивается длина слов, без существенного увеличения вычислительной сложности [226]. Турбокоды применяются в системах связи четвертого поколения 4G LTE [227].

Блочные LDPC-коды используют разреженные матрицы больших размеров, что также приводит к удлинению кодовых слов [228]. Свойство разреженности, с одной стороны, позволяет хранить в памяти только положения ненулевых элементов, а с другой, реализовать эффективные алгоритмы декодирования с низкой сложностью. Благодаря своей высокой эффективности LDPC нашли применение в 5G NR для передачи в каналах пользовательского трафика [229].

Полярные коды – самый новый из перечисленных классов кодов, предложенный в 2008 г. [230]. Это несистематические блочные коды, основанные на «поляризации» канала – разделении битовых потоков на наиболее и наименее помехоустойчивые. Ненадежные каналы «замораживаются», что позволяет адаптивно менять исправляющую способность и скорость кодирования. Как и LDPC, полярные коды применяются в 5G NR, но уже для передачи служебной информации и в сценариях, где нужно обеспечить малую задержку [231].

Все три перечисленных класса кодов являются кандидатами на применение в 6G. Для будущих кодов выдвигается ряд требований, основные из которых – высокая исправляющая способность, низкая задержка и приемлемая вычислительная сложность [5]. Известно, что более эффек-

тивными являются коды большой длины [232], однако накопление большого пакета битов и его обработка приводит к появлению дополнительной задержки. Короткие коды лишены этой проблемы, однако обладают худшей исправляющей способностью [233]. В случае если они не смогут исправить появившиеся при демодуляции сигналов ошибки, приемник будет вынужден отправить запрос на повторную передачу пакета. Это, во-первых, вызовет рост задержки из-за ожидания пакета и его обработки. Во-вторых, потребует энергии на отправку сигнала запроса приемником, что является проблемой для устройств интернета вещей с низким энергопотреблением. Таким образом, проблема оптимизации параметров кода для каналов с малыми задержками становится сложной оптимизационной задачей, которую предлагается решать с помощью методов МО [234]. Кроме обеспечения низкой задержки, повышаются требования к надежности и значению блочной вероятности ошибок BLER (block error rate): 10^{-2} в 4G LTE, 10^{-5} в 5G NR, 10^{-7} ... 10^{-9} в 6G (прогноз).

Опубликовано большое число работ по вопросам развития трех описанных выше семейств кодов, рассмотрим наиболее интересные из них. Развитие турбокодов описано в [235]. Следует упомянуть модель декодирования TurboNet [236], в которой традиционный метод оценки апостериорного максимума комбинируется с глубокими нейронными сетями. Алгоритм TurboNet имеет лучшую исправляющую способность и меньшую вычислительную сложность по сравнению с традиционными алгоритмами турбодекодера и содержит значительно меньше параметров по сравнению с другими декодерами, основанными на нейронных сетях [237]. Главной особенностью TurboNet является способность обучаться и адаптироваться под различные отношения сигнал/шум [238].

Другой перспективной темой в области турбокодов являются методы автокодирования, также основанные на нейронных сетях [239, 240]. Этот метод позволяет адаптировать процедуры кодирования под условия сложных каналов с неканоническими моделями ошибок [239]. Демонстрируется положительный результат для умеренных длин кода [239].

Коды LDPC показали высокую исправляющую способность и являются основным средством исправления ошибок в каналах передачи пользовательского трафика 5G NR [227].

Их эффективность обусловлена большой длиной формируемых кодовых слов, однако из этого факта вытекают и их недостатки. Во-первых, длинные кодовые слова невозможно использовать для передачи коротких пакетов. Во-вторых, при обработке больших пакетов невозможно обеспечить низкую сетевую задержку. По этой причине применение LDPC-кодов ограничено в сервисах URLLC и будущих схожих приложениях 6G. В настоящее время в ряде работ описано улучшение низкоплотностных кодов и их применение в специфических задачах. Например, в [241] рассматривается применение LDPC-кодов в системах с кодовой модуляцией с чередованием битов с итеративным декодированием BICM-ID (bit-interleaved coded modulation with iterative demapping and decoding). В [242] для схожего применения предлагается использовать коды с нерегулярными протографами. Активно развивается направление QLDPC (quantum LDPC) для квантовых вычислений [243]. Как и в других приложениях, для LDPC-кодов рассматривается применение МО и нейронных сетей [244].

Среди всех помехоустойчивых кодов наибольшее развитие в последнее десятилетие получили полярные коды [230]. Это связано с простотой алгоритмов декодирования и высокой эффективностью. Вместе с тем они проигрывают в исправляющей способности LDPC-кодам при передаче пакетов большой длины. Поэтому в 5G они получили применение для сервисов URLLC с малой задержкой, которой можно добиться, передавая небольшие пакеты. Схожие применения для полярных кодов прогнозируются и в 6G. Полярные коды рассмотрены в большом числе работ, описывающих улучшение алгоритмов декодирования [245], реализацию совместно со сверточными кодами и NOMA [246], работу в каналах со случайным доступом [247]. Существуют исследования, рассматривающие увеличение длин кодовых слов [248].

В сам принцип функционирования помехоустойчивых кодов может внести изменения использование технологий NOMA и RSMA (см. разд. 7). В этом случае, при одновременной передаче символов нескольких абонентов, вносимая избыточность может формироваться сразу для нескольких абонентов [246, 249]. Такой подход добавляет гибкости в процедуры кодирования и модуляции, за счет чего может быть увеличена спектральная эффективность [250]. Кроме того, появились новые перспективные классы кодов,

например, спинальные [251] и низкоплотностные решетчатые [252]. Отметим, что для всех классов кодов стоят проблемы аппаратной реализации алгоритмов декодирования [253], а результаты, демонстрирующие эффективность, приводятся для идеализированных моделей. Как и отмечалось выше, большую роль начинают играть методы, основанные на нейронных сетях и МО [254, 255].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в настоящее время исследования в области 6G находятся на начальной стадии. Несмотря на это, уже сейчас можно выявить основные направления и перспективные технологии, благодаря которым можно осуществить технический прорыв и перейти к новому поколению мобильных сетей. В работе представлен обзор опубликованных научных работ по этой тематике и проанализировано современное состояние направления 6G.

Важнейшее место во всех аспектах работы будущих систем связи будет занимать искусственный интеллект. Исключением не является и физический уровень, где с помощью машинного обучения предлагается решать проблемы оценки параметров канала, управления многоантенными системами, исправления ошибок с помощью помехоустойчивых кодов и др. [72, 73, 76, 78]. Явно прослеживается тенденция перехода в диапазоны более высоких частот, вплоть до 100 ГГц и выше. Это позволит расширить полосы используемых частот и тем самым обеспечить рост пропускной способности [5, 16, 108]. Многоантенные системы MIMO, как и в 5G, в 6G будут являться основным источником роста спектральной эффективности за счет адаптивного диаграммообразования и пространственного разделения абонентов [116, 118]. Связанная с MIMO новая технология RIS позволит управлять самим каналом распространения радиоволн и увеличит отношение сигнал-шум на входе приемника [149, 162, 174]. В области множественного доступа прогнозируется изменение концепции формирования ортогональных каналов на неортогональную передачу сигналов абонентами. Это можно реализовать с помощью подходов PD, CD-NOMA и RSMA, что повысит эффективность использования частотно-временных ресурсов [189, 203, 214]. Совместно со схемами множественного доступа и модуляции

будет применяться помехоустойчивое кодирование — вероятнее всего, это будут модифицированные LDPC и полярные коды [245, 246].

Технический облик 6G будет проявляться с каждым годом и очевидно, что не все описанные в обзоре технологии будут внедрены на практике. Однако потенциальная эффективность рассмотренных методов позволяет применить их в смежных областях радиотехники и связи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 22-79-10148).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Minimum Requirements Related to Technical Performance for IMT-2020 Radio Interface (s). Report ITU-R M2410-0. Geneva: Radicommun. Sector of Int. Telecommun. Union, 2017. https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2410-2017-PDF-E.pdf.
2. 3GPP TR 21.915 V0.0. 1. Release 15 Description; Summary of Rel-15 Work Items. Techn. Report. Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2018. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=33893>.
3. Mahmoud H.H.H., Amer A.A., Ismail T. // Trans. Emerging Telecommun. Technol. 2021. V. 32. №. 4. P. 4233.
4. Imoize A. L., Adedeji O., Tandiya N., Shetty S. // Sensors. 2021. V. 21. № 5. P. 1709.
5. Yang P., Xiao Y., Xiao M., Li S. // IEEE Network. 2019. V. 33. № 4. P. 70.
6. Zhang Z., Xiao Y., Ma Z., et al. // IEEE Vehicular Technology Magaz. 2019. V. 14. № 3. P. 28.
7. Gui G., Liu M., Tang F. et al. // IEEE Wireless Commun. 2020. V. 27. № 5. P. 126.
8. Chowdhury M.Z., Shahjalal M., Ahmed S., Jang Y.M. // IEEE Open J. Commun. Soc. 2020. V. 1. P. 957.
9. Tataria H., Shafi M., Molisch A.F. et al. // Proc. IEEE. 2021. V. 109. № 7. P. 1166.
10. Mourad A., Yang R., Lehne P.H., Oliva A.D.L. // Electronics. 2020. V. 9. № 2. P. 351.
11. Rajoria S., Mishra K. // Wireless Networks. 2022. V. 28. № 7. P. 2901.
12. Ray P. P. // J. Systems Architecture. 2021. V. 118. Article No. 102180.

13. Huang T., Yang W. // IEEE Access. 2019. V. 7. Article No. 175758.
14. Saad W., Bennis M., Chen M. // IEEE Network. 2019. V. 34. № 3. P. 134.
15. Jain P., Gupta A., Kumar N. // Phys. Commun. 2022. V. 55. Article No. 101917.
16. Lu Y., Zheng X. // J. Industrial Inform. Integration. 2020. V. 19. Article No. 100158.
17. Yap K.Y., Chin H.H., Klemeš J.J. // Renewable and Sustainable Energy Rev. 2022. V. 167. Article No. 112722.
18. Liu F., Cui Y., Masouros C. et al. // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2022. V. 40. № 6. P. 1728.
19. Ravi D.K., Chavhan S. // Sustainable Energy Technologies and Assessments. 2022. V. 54. № 3. Article No. 102666.
20. De Alwis C., Kalla A., Pham V.Q., Kumar P. // IEEE Open J. Commun. Soc. 2021. V. 2. P. 836.
21. Letaief K.B., Chen W., Shi Y. et al. // IEEE Commun. Magaz. 2019. V. 57. № 8. P. 84.
22. Jiang W., Han B., Habibi M.A., Schotten H.D. // IEEE Open J. Commun. Soc. 2021. V. 2. P. 334.
23. Qadir Z., Le K., Saeed N., Munowar H.S. // ICT Express. 2023. V. 9. № 3. P. 296.
24. Giordani M., Polese M., Mezzavilla M. et al. // IEEE Commun. Magaz. 2020. V. 58. № 3. P. 55.
25. De Alwis C., Kumar P., Pham Q.-V. et al. // ICT Express. 2023. V. 9. № 4. P. 525.
26. Hakeem S.A.A., Hussein H.H., Kim H.W. // J. King Saud Univ.-Computer and Inform. Sci. 2022. V. 34. № 1. P. 2419.
27. Liu G., Huang Y., Li N., Dong J. // China Commun. 2020. V. 17. № 9. P. 92.
28. Dang S., Amin O., Shihada B., Alouini M. // Nature Electronics. 2020. V. 3. № 1. P. 20.
29. Naser S., Bariah L., Muhaidat S. et al. Zero-Energy Devices Empowered 6G Networks: Opportunities, Key Technologies, and Challenges. TechRxiv Preprint. N.Y.: IEEE, 2022. <https://doi.org/10.36227/techrxiv.21558030.v2>. 2022
30. Ponnimbaduge Perera T.D., Jayakody, D.N.K., Sharma S.K. et al. // IEEE Commun. Surv. Tutor. 2018. V. 20. P. 264.
31. Manzalini A. // Quantum Rep. 2020. V. 2. № 1. P. 221.
32. Gupta R., Nair A., Tanwar S., Kumar N. // IET Commun. 2021. V.15. № 10. P. 1352.
33. Kohli V., Tripathi U., Chamola V., Rout B. K. // Microprocessors and Microsystems. 2022. V. 88. № 15. Article No. 104392.
34. Miraz M.H., Ali M., Excell P., Picking R. // Internet Technol. Applications (ITA). Wrexham. 08-11 Sep. N.Y.: IEEE, 2015. P. 219.
35. IMT Traffic Estimates for the Years 2020 to 2030. Report ITU-R M2370-0. Geneva: Radiocomm. Sector of Int. Telecommun. Union, 2015. https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2370-2015-PDF-E.pdf
36. Shah A.F.M.S. // 12th Annual Comp. and Com. Workshop and Conf. (CCWC): Las Vegas. 26–29 Jan. 2022. N.Y.: IEEE, 2022. P. 1117.
37. Ghildiyal Y., Singh R., Alkhayyat A., Gehito A. // Sustainable Energy Technologies and Assessments. 2023. V. 56. № 4. Article No. 103047.
38. 6G Enabling Technologies. New Dimensions to Wireless Communication / Eds N. A. Mihovska, A. R. Prasad and R. Prasad. Gistrup: River Publ., 2023. P. 273.
39. Ziegler V., Viswanathan H., Flinck H. et al. // IEEE Access. 2020. V. 8. Article No. 173508.
40. Shen L.-H., Feng K.-T., Hanzo L. // ACM Computing Surveys. 2023. V. 55. № 11. Article No. 235
41. Wang C. X., Xiaohu Y., Gao X., Zhu X. // IEEE Commun. Surveys & Tutorials. 2023. V. 25. № 2. P.904.
42. Hokazono Y., Kohara H., Kishiyama Y., Asai T. // IEEE Wireless Commun. and Networking Conf. (WCNC). Austin 10–13 Apr. 2022. N.Y.: IEEE, 2022. P. 138.
43. Juneja S., Gahalan M., Dhiman G., Kautish S. // Sci. Programming. 2021. V. 2021. Article ID 9101782.
44. An X., Wu J., Tong W. et al. // Joint Euro. Conf. on Network and Commun. & 6G Summit (EuCNC/6G Summit). Porto. 08–11 Jun. 2021. N.Y.: IEEE, 2021. P. 592.
45. Wang D., Giordani M., Alouini M., Zorzi M. // IEEE Vehicular Technol. Magaz. 2021. V. 16. № 3. P. 99.
46. Shi Y., Zhou Y., Wen D. et al. // arXiv preprint arXiv:2303.10920.
47. Liu G., Cai F., Qi H., Zhu J. // Ocean & Coastal Management. 2019. V. 177. № 1. P. 166.
48. Study on Enhancement of Network Slicing. Technical Report 3GPP TR 23.740 V0.7.0. Sophia Antipolis Cedex: 3rd Generation Partnership Project, 2018.
49. Software-Defined Networking: The New Norm for Networks. Report. Palo Alto: Open Networking Foundation, 2012. <https://opennetworking.org/sdn-resources/whitepapers/software-defined-networking-the-new-norm-for-networks/>
50. Network Functions Virtualization (NFV); Management and Orchestration. Erop. Telecommun. Standard Inst. Standard GSNFV-MAN 001-V1.1.1. Sophia Antipolis Cedex: ETSI; 2014. 184 p.
51. New WID on Autonomous Network Levels. Revision of S5-215165In: 3GPP TSG-SA5 Online Meeting 88e:

- May 25 – Jun 3; Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2020.
52. Huawei. SP-180899: New WID on Intent Driven Management Service for Mobile Networks. 3GPP TSG-SA5 Meeting 81: Gold Coast. Sep 12–14. Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2018.
 53. Zero-Touch Network and Service Management (ZSM); Reference Architecture Erop. Telecommun. Standard Inst. standard GS ZSM 002 V1.1.1 Sophia Antipolis Cedex: ETSI; 2019.
 54. Wypiór D., Klinkowski M., Michalski I. // Appl. Sci. 2022. V. 12. № 1. P. 408.
 55. Liu G., Huang Y., Li N. et al. // China Commun. 2020. V. 17. № 9. P. 92.
 56. Wang Z., Du Y., Wei K. et al. // Sci. China Inform. Sci. 2022. V. 65. № 5. Article No. 151301.
 57. Kumar J., Samriya J.K., Bolanowski M. et al. // First Int. Conf. ICACIS-2022, Virtual Event, Oct 20–21, 2022. P. 1.
 58. Li R., Toy M., Trossen D. et al. // Focus Group Technologies on Network 2030. FG-NET. Geneva: ITU, 05 Jul. 2019.
 59. Weissberger A. ITU-R: Future Technology Trends for the Evolution of IMT Towards 2030 and Beyond (Including 6G) // IEEE Commun. Soc. Technol. Blog. N.Y.: IEEE, 2020. <https://techblog.comsoc.org/2020/10/16/itu-r-future-technology-trends-forthe-evolution-of-imt-towards-2030-and-beyond-including-6g/>
 60. Wang W., Lu G., Chen X. // ZTE Tech J. 2020. V. 26. № 3. P. 9.
 61. Study on New Radio Access Technology; Radio Access Architecture and Interfaces. Technical Report 3GPP TR 38.801 V0.0.1. Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2018.
 62. Liu G., Li N., Deng J. et al. // Engineering. 2022. V. 8. P. 42.
 63. Zhou L., Chen X. // Proc. 5th Int. Conf. on Computer and Commun. (ICCC). Chengdu. Dec. 6–9 2019. N.Y.: IEEE, 2019. P. 1103.
 64. Dong R., She C., Hardjawana W. et al. // IEEE Trans. 2019. V. WC-18. № 10. P. 4692.
 65. Liu C., Lu L., Wang S., Hu Y. // Mobile Commun. 2020. V. 44. № 6. P. 116.
 66. Khan L.U., Saad W. // IEEE Commun. Magaz. 2022. V. 60. № 1. P. 74.
 67. Sun W., Zhang H., Wang R., Zhang Y. // IEEE Trans. 2020. V. VT-69. № 10. P. 12240.
 68. Hewa T., Gür G., Kalla A. et al. // Proc. 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT). 17–29 Mar. 2020. Levi. N.Y.: IEEE, 2020. Article No. 9083784.
 69. Maksymyuk T., Gazda J., Volosin M. et al. // IEEE Commun. Magazine. 2020. V. 58. № 9. P. 86.
 70. Бринк Х., Ричардс Д., Февееролф М. Машинное обучение. СПб: ИД “Питер”, 2017.
 71. Флах П. Машинное обучение. Наука и искусство построения алгоритмов, которые извлекают знания из данных. М.: ДМК ПРЕСС, 2015.
 72. Ali S., Saad W., Rajatheva N., Chang K. // arXiv:2004.13875.73.
 73. Du J., Jiang C., Wang J. et al. // IEEE Vehicular Technol. Magaz. 2020. P. 15. № 4. P. 122.
 74. Gündüz D., De Kerret P., Slidiroopoulos N. D. et al. // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2019. V. 37. № 10. P. 2184.
 75. Nessa A., Adhikari B., Hussain F., Fernando X.N. // IEEE Access. 2020. V. 8. Article No. 214945.
 76. El Boudani B., Kanaris L., Kokkinis A. et al. // Sensors. 2020. V. 20. № 19. P. 5495.
 77. Ye H., Li G., Juang B.H. // IEEE Wireless Commun. Lett. 2017. V. 7. № 1. P. 114.
 78. Wen C., Shih W., Jin S. // IEEE Wireless Commun. Lett. 2018. V. 7. № 5. P. 748.
 79. Huang H., Song Y., Yang J. et al. // IEEE Trans. 2019. V. VT-68. № 3. P. 3027.
 80. Sanguinetti L., Zappone A., Debbah M. // 252 nd Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers. N.Y.: IEEE, 2018. P. 1257.
 81. Huang H., Yang J., Song Y. et al. // IEEE Trans. 2018. V. VT-67. № 9. P. 8549.
 82. Chun C. J., Kang J. M., Kim I. M. // IEEE Wireless Commun. Lett. 2019. V. 8. № 4. P. 1228.
 83. Chen M., Semiari O., Saad W. et al. // IEEE Trans. 2019. V. WC-19. № 1. P. 177.
 84. Ali S., Rajatheva N., Saad W. // IEEE Commun. Magaz. 2019. V. 57. № 3. P. 97.
 85. Ali S., Ferdowsi A., Saad W. et al. // Globecom Workshops (GC Wkshps). Abu Dhabi 09–13 Dec. 2018. N.Y.: IEEE, 2018. Article No. 8644350.
 86. Ohtsuki T. // IEICE Trans. 2023. V. COM-106. № 2. P. 75.
 87. User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception; Pt 1: Range 1 Standalone (Release 18). Technical Report 3GPP TS 38.101-1 V0.0.1 Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2023. 11 p.
 88. Ahmad I., Rodriguez F., Huusko J., Seppanen K. // Electronics. 2023. V. 12. № 6. P. 1472.
 89. Rappaport T.S., Heath R.W., Daniels R.C., Murdock J.N. Millimeter Wave Wireless Communications. Hoboken: Prentice Hall, 2015.
 90. Xing Y., Rappaport T.S. // Global Commun. Conf. Abu Dhabi. 09–13 Dec. 2018. N.Y.: IEEE, 2018. Article No. 8647921.
 91. Liebe H.J., Manabe T., Hufford G.A. // IEEE Trans. 1989. V. AP-37. № 12. P. 1612.

92. Yang Y., Mandehgar M., Grischkowsky D. // Opt. Express. 2014. V. 22. № 4. P. 4388.
93. Ma J., Adelberg J., Shrestha R. et al. // J. Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. 2018. V. 39. № 6. P. 505.
94. Ma J., Shrestha R., Moeller L., Mittleman D.M. // APL Photonics. 2018. V. 3. № 5. Article No. 051601.
95. Rappaport T. S., Xing Y., Kanhere Q. et al. // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 78729.
96. Harvey J., Steer M. B., Rappaport T. S. // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 52350.
97. Singh A.K., Mahto S.K., Kumar P., Sinha R. // Int. J. Circuit Theory and Appl. 2023. V. 51. № 3. P. 1460.
98. Attenuation by Atmospheric Gases. Recommendation ITU-R P.676–11. Geneva: Inst. Telecommun. Union, 2016. 25 p.
99. Sun S., Yan H., Mac Cartney G. R. Jr., Rappaport T. S. // Int. Conf. on Commun. (ICC). Paris. 21–25 May. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. Article No. 7996408.
100. Xu H., Rappaport T. S., Boyle R. J., Schaffner J. H. // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2000. V. 18. № 3. P. 310.
101. Specific Attenuation Model for Rain for Use in Prediction Methods, Propagation in Non-Ionized Media. Recommendation ITU-R 838-3. Geneva: Inst. Telecommun. Union, 2005.
102. Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks (SCENIHR) // Bioelectromagnetics. 2015. V. 36. № 6. P. 480.
103. Черкасова О., Сердюков Д.С., Ратушняк А.С. и др. // ЖТФ. 2020. Т. 128. № 6. С. 852.
104. Horikawa S., Komine T., Haruyama S., Nakagawa M. // IEICE Technical Rep. 2004. V.103. № 721. P. 93.
105. Samimi M.K., Rappaport T.S., George R. // IEEE Wireless Commun. Lett. 2015. V. 4. № 4. P. 357.
106. Gu D., Andreev K., Dupre M. E. // China CDC Weekly. 2021. V. 3. № 28. P. 604.
107. Cisco and SAS Edge-to-Enterprise IoT Analytics Platform/Solution Overview. San Jose: Cisco Systems, Inc, 2017. <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/data-center-virtualization/big-data/solutionoverview-c22-740248.html>
108. 6G The Next Hyper – Connected Experience for All // Samsung Research. Seoul: Samsung, 2002. <https://research.samsung.com/next-generation-communications#6gPop>.
109. Resolution 1399 – Agenda of the World Radiocommun. Conf. (WRC-23). Geneva: Inst. Telecommun. Union, 2023. <https://www.itu.int/wrc-23/wp-content/uploads/sites/12/2021/12/RESOLUTION-1399.pdf>
110. Haruta T., Nakajima T., Hashizume J. et al. // Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. San Francisco. 5–9 Feb. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. P. 76.
111. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Pt 15.7: Short - Range Wireless Optical Communication Using Visible Light, IEEE Std. 802.15.7- 2011. N.Y.: IEEE, 2011. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2011.6016195>
112. Ali E., Ismail M., Nordin R., Abdulah N.F. // Frontiers of Inform. Technol. & Electronic Engineering. 2017. V. 18. P. 753.
113. Peel C.B., Hochwald B.M., Swindlehurst A.L. // IEEE Trans. 2005. V. COM-53. № 1. P. 195.
114. Spencer Q.H., Swindlehurst A.L., Haardt M. // IEEE Trans. 2004. V. SP-52. № 2. P. 461.
115. Caire G., Shamai S. // IEEE Trans. 2003. V. IT-49. № 7. P. 1691.
116. Akyildiz I.F., Jornet J.M. // Nano Commun. Networks. 2016. V. 8. P. 46.
117. Katz M., Matinmikko-Blue M., Latva-Aho M. // 10th Latin-American Conf. on Commun. (LATINCOM). Guadalajara. 14–16 Nov. 2018. N.Y.: IEEE, 2018. Article No. 8613209.
118. Chataut R., Akl R. // Sensors. 2020. V. 20. № 10. P. 2753.
119. Ke M., Gao Z., Wu Y. et al. // IEEE J. on Selected Areas in Commun. 2020. V. 39. № 3. P. 756.
120. Interdonato G., Bjornson E., Ngo H.Q. et al. // EURASIP J. on Wireless Commun. and Networking. 2019. V. 2019. № 197. P. 1.
121. Obakhena H.I., Imoize A.L., Anyasi I.F., Kavitha K.V.N. // J. Engineering and Appl. Sci. 2021. V. 68. № 1. Article No. 13.
122. Ngo H.Q., Ashikhmin A., Yang H. et al. // IEEE Trans. 2017. V. WC-16. № 3. P. 1834.
123. Salahdine F., Han T., Zhang N. // Annals of Telecommun. 2023. V. 78. № 5–6. P. 525.
124. Mazlan M.H., Behjati M., Nordin R., Ismail M. // Proc. IEEE 12th Malaysia Int. Conf. on Commun. (MICC). Kuching. 23–25 Nov. 2015. N.Y.: IEEE, 2015. P. 230.
125. He H., Yu X., Zhang J. et al. // J. Commun. and Inform. Networks. 2021. V. 6. № 4. P. 321.
126. Hu S., Rusek F., Edfors O. // IEEE Trans. 2018. V. SP-66. № 10. P. 2746.
127. Bassoy S., Farooq H., Imran M.A., Imran A. // IEEE Commun. Surveys Tutorials. 2017. V. 19. № 2. P. 743.
128. Wang S., Ran C. // IEEE Wireless Commun. 2016. V. 23. № 2. P. 118.
129. Georgakopoulos P., Akhtar T., Politis I., Tselios C. et al. // IEEE Network 2019. V. 33. № 4. P. 63.
130. Feng K., Haenggi M. // IEEE Trans. 2019. V. COM-67. №. 9. P. 6415.

131. *Kotzsch V., Fettweis G.* // Proc. IEEE Wireless Commun. Networking Conf. Sydney. 18–21 Apr. 2010. N.Y.: IEEE, 2010. Article No. 5506397.
132. *Akyildiz I.F., Kak A., Nie S.* // IEEE Access. 2020. V. 8. Article No. 133995.
133. *Zhang J., Chen S., Lin Y. et al.* // IEEE Access. 2019. V. 7. Article No. 99878.
134. *Chen S., Zhang J., Zhang J. et al.* // Digital. Commun. Networks. 2022. V. 8. № 5. P. 695.
135. *Shlezinger N., Alexandropoulos G.C., Imani M.F. et al.* // IEEE Wireless Commun. 2021. V. 28. № 2. P. 106.
136. *You L., Xu J., Alexandropoulos G.C. et al.* // IEEE Trans. 2022. V. WC-22. № 1. P. 393.
137. *Hunt J., Driscoll T., Mrozack A. et al.* // Sci. 2013. V. 339. № 6117. P. 310.
138. *Shlezinger N., Dicker O., Eldar Y. C. et al.* // IEEE Trans. 2019. V. COM-67. № 10. P. 6829.
139. *Zhang Q., Liang Y.-C., Poor H.V.* // IEEE Trans. 2021. V. COM-69. № 7. P. 4832.
140. *Chowdhury M.Z., Hossan M.T., Hasan M.K., Jang Y.M.* // Wireless Personal Commun. 2019. V. 107. № 3. P. 1401.
141. Pivotal Commware. 2017. P. 1.
<https://www.semanticscholar.org/paper/Holographic-Beam-Forming-and-MIMO-Black/075a476d1523229be6c8914008f94dec43a4afa9>
142. *Kim J.H.* // J. Management Analytics. 2021. V. 8. № 2. P. 316.
143. *Sarker M.A.L., Son W., Han D.S.* // Sensors. 2023. V. 23. № 7. P. 3713.
144. *Sun S., Rappaport T. S., Shaft M.* // Proc. IEEE INFOCOM 2018 – IEEE Conf. on Computer Commun. Workshops (INFOCOM Wkshps). Honolulu. 15–19 Apr. N.Y.: IEEE, 2018. P. 589.
145. *Zeng L., O'Brien D.C., Le Minh H. et al.* // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2009. V. 27. № 9. 1654.
146. *Werfli K., Chvojka P., Ghassemlooy Z. et al.* // J. Lightwave Technol. 2018. V. 36. № 10. P. 1944.
147. *Sindhuja R., Shankar A. R.* // Proc. 3rd Int. Conf. Trends in Electronics and Informatics (ICOEI). Tirunelveli. 23–25 Apr. 2019. N.Y.: IEEE, 2019. P.1080.
148. *Popovski P.* Wireless Connectivity: an Intuitive and Fundamental Guide. N.Y.: John Wiley & Sons, 2020.
149. *Huang C., Zappone A., Alexandropoulos G.C. et al.* // IEEE Trans. Wireless Commun. 2019. V. 18. № 8. P. 4157.
150. *Tsilipakos O., Tasolamprou A.C., Pitilakis A. et al.* // Adv. Optical Mater. 2020. V. 8. № 17. Article No. 2000783.
151. *He Q., Sun S., Zhou L.* // Research. 2019. V. 2019. Article No. 1849272.
152. *Huang J., Encinar J.A.* Reflectarray Antennas. N.Y.: John Wiley & Sons. 2007.
153. *Nayeri P., Yang F., Elsherbeni A.Z.* // IEEE Antennas Propagation Magaz. 2015. V. 57. № 4. P. 32.
154. *Di Renzo M., Debbah M., Phan-Huy D.T. et al.* // EURASIP J. Wireless Commun. and Networking. 2019. V. 2019. Article No. 129155.
155. *Zheludev N.I., Kivshar Y.S.* // Nature Mater. 2012. V. 11. № 11. P. 917.
156. *Fan K., Padilla W.J.* // Mater Today. 2015. V. 18. № 1. P. 39.
157. *Shaltout A.M., Shalaev V.M., Brongersma M.L.* // Sci. 2019. V. 364. № 6441. Article No eaat3100.
158. *Shaltout A.M., Kinsey N., Kim J. et al.* // Proc. IEEE. 2016. V. 104. № 12. P. 2270.
159. *Padilla W.J., Averitt R.D.* // J. Opt. 2017. V. 19. № 8. Article No. 084003.
160. *Shaltout A. M., Kildishev A. V., Shalaev V. M.* // J. Opt. Soc. Amer. B: Optical Phys. 2016. V. 33. № 3. P. 501.
161. *Katsarakis N., Koschny T., Kafesaki M. et al.* // Appl. Phys. Lett. 2004. V. 84. № 15. P. 2943.
162. *Wu Q., Zhang R.* // IEEE Commun. Magaz. 2019. V. 58. № 1. P. 106.
163. *Li A., Singh S., Stevenpiper D.* // Nanophotonics. 2018. V. 7. № 6. P. 989.
164. *Abdollahramezani S., Taghinejad H., Fan T., Kiarashinejad Y. et al.* // arXiv preprint arXiv:1809.08907..
165. *Staupe I., Pertsch T., Kivshar Y.* // arXiv preprint arXiv:1810.10675.166.
166. *Nemati A., Wang Q., Hong M., Teng J.* // Opto-Electronic Adv. 2018. V. 1. № 5. Article No. 180009.
167. *Xu H., Sun S., Tang S. et al.* // Sci. Reports. 2016. V. 6. № 1. Article No. 27503.
168. *Bonaccorso F., Sun Z., Hasan T., Ferrari A.C.* // Nature Photonics. 2010. V. 4. № 9. P. 611.
169. *Lee S.H., Choi M., Kim T.-T. et al.* // Nature Mater. 2012. V. 11. № 11. P. 936.
170. *Karim M.F., Liu A. Alphones Q., Yu A.B.* // J. Micromechanics and Microengineering. 2006. V. 16. №. 4. P. 851.
171. *Liu A.Q., Zhu W.M., Tsai D.P., Zheludev N.I.* // J. Opt. 2019. V. 14. № 11. Article No. 114009.
172. *Fu Y.H., Liu A.Q., Zhu W.M. et al.* // Adv. Functional Mater. 2011. V. 21. № 18. P. 3589.
173. *Rensberg J., Zhang S., Zhou Y. et al.* // Nano Lett. 2016. V. 16. №. 2. P. 1050.
174. *Wang Q., Rogers E.T., Gholipour B. et al.* // Nature Photonics. 2016. V. 10. № 1. P. 60.
175. *Liu L., Kang L., Mayer T.S., Werner D.H.* // Nature Commun. 2016. V. 7. № 1. Article No. 13236.

176. Driscoll T., Kim H., Chae B. et al. // Science. 2009. V. 325. № 5947. P. 1518.
177. Duan X., Kamin S., Liu N. // Nature Commun. 2017. V. 8. Article No. 14606.
178. Cui T.J., Qi M. Q., Wan X. et al. // Light: Sci. & Appl. 2014. V. 3. № 10. P. e218.
179. Yang H., Chen X., Yang F. et al. // IEEE Antennas Wireless Propagation Lett. 2017. V. 16. P. 1159.
180. Chen Y., Wang Y., Zhang J. et al. // IEEE Vehicular Technol. Magaz. 2022. V. 17. № 2. P. 26.
181. Renzo Di, Ntontin M., Song K. et al. // IEEE Open J. Commun. Soc. 2020. V. 1. P. 798.
182. Basharat S., Khan M., Iqbal M. // IET Commun. 2022. V. 16. № 13. P. 1458.
183. Saito Y., Kishiyama Y., Benjebbour A. et al. // 77th Vehicular Technol. Conf. (VTC Spring). Dresden. 02–05 Jun. 2013. N.Y.: IEEE, 2013. Article No. 6692652.
184. Dai L., Wang B., Yuan Y. et al. // IEEE Commun. Magaz. 2015. V. 53. № 9. P. 74.
185. Liu Y., Qin Z., Elakashlan M. et al. // Proc. IEEE. 2017. V. 105. № 12. P. 2347.
186. Ding Z., X. Lei, Karagiannidis G. K. et al. // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2018. V. 35. № 10. P. 2181.
187. Liu Y., Zhang S., Mu X. et al. // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2022. V. 40. № 4. P. 1037.
188. Al-Dweik A., Alsusa E., Dobre O. A. et al. // techrxiv preprint techrxiv: 22258660
189. Liu Y., Yi W., Ding Z. et al. // arXiv preprint arXiv:2103.02334
190. Islam S.R., Avazov N., Dobre O.A. et al. // IEEE Commun. Surveys & Tutorials. 2016. V. 19. № 2. P. 721.
191. Liu Z., Yang L. L. // IEEE Trans. 2021. V. WC-20. № 8. P. 4768.
192. Shental O., Zaidel B.M., Shitz S.S. // Int. Symp. on Information Theory (ISIT). Aachen. 25–30 Jun. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. P. 2628.
193. Jamali M.V., MahdaviFar H. // Global Commun. Conf. (GLOBECOM). Abu Dhabi. 09–13 Dec. 2018, N.Y.: IEEE. 2018. Article No. 8647945.
194. Hoshyar R., Wathan F. P., Tafazolli R. // IEEE Trans. 2008. V. SP-56. № 4. P. 1616.
195. Hoshyar R., Razavi R., Al-Imari M. // 71st Vehicular Technology Conf. 16–19 May. 2010, Taipei. N.Y.: IEEE, 2010. Article No. 5493941.
196. Nikopour H., Baligh H. // 24th Annual Int. Symp. on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). London. 8–11 Sept. 2013. N.Y.: IEEE, 2013. P. 332.
197. Chen S., Ren B., Gao Q. et al., // IEEE Trans. 2017. V. VT-66. № 4. P. 3185.
198. Vanka S., Srinivasa S., Gong Z. et al. // IEEE Trans. 2012. V. WC-11. №. 7. P. 2628.
199. Lee H., Kim S., Lim J.-H. // Int. Conf. on Communications (ICC). 23–27 May. 2016. Kuala Lumpur. N.Y.: IEEE. 2016. Article No. 7510909.
200. Zhang L., Li W., Wu Y. et al. // IEEE Trans. 2016. V. BC-62. № 1. P. 216.
201. Taherzadeh M., Nikopour H., Bayesteh A., Baligh H. // IEEE 80th Vehicular Technol. Conf. (VTC2014-Fall). 14–17 Sept. 2014. Vancouver. N.Y.: IEEE, 2014. Article No. 6966170.
202. Покаместов Д.А., Демидов А.Я., Крюков Я.В. и др. // Электросвязь. 2016. № 10. С. 56.
203. Yu L., Liu Z., Wen M. et al. // IEEE Commun. Standards Magaz. 2021. V. 5. № 2. P. 92.
204. Kanatbekuli I., Pokamestov D., Kryukov Y., Rogozhnikov E. // 1st Int. Scientific Conf. «ASEDU-2020: Advances in Sci., Engineering and Digital Education». Krasnoyarsk. 08–09 Oct. 2020. Bristol: IOP Publishing, 2020. V. 1679. № 3. P. 032074.
205. Farhadi Z.A., Bakhshi H. // Trans. Emerging Telecommun. Technologies. 2020. V. 32. № 1. Article No. e4153.
206. Alam M., Zhang Q. // 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC). San Francisco. 19–22 Mar. N.Y.: IEEE. 2017. Article No. 7925767.
207. Rebhi M., Hassan K., Raoof K., Chargé P. // IEEE Open J. Commun. Soc. 2021. V. 2. P. 1205.
208. Pan Z., Liu W., Lei J. et al. // IEEE Trans. 2019. V. VT-68. № 7. P. 6657.
209. Al-Nahhal I., Dobre O. A., Basar E. // IEEE Commun. Lett. 2021. V. 25. № 6. P. 2058.
210. Wei C. P., Yang H., Li C. P., Chen Y. M. // IEEE Wireless Commun. Lett. 2020. T. 10. № 4. P. 878.
211. Clerckx B., Mao Y., Schober R. et al. // IEEE Open J. Commun. Soc. 2021. V. 2. P. 1310.
212. Rimoldi B., Urbanke R. // IEEE Trans. 1996. V. IT-42. № 2. P. 364.
213. Mao Y., Clerckx B., Li V. O. K. // EURASIP J. Wireless Commun. and Networking. 2018. V. 2018. Article No. 133.
214. Dizdar O., Mao Y., Han W., Clerckx B. // IEEE 92nd Vehicular Technology Conf. (VTC2020-Fall). Victoria. 04–07 Oct. 2020. N.Y.: IEEE, 2020. Article No. 9348672.
215. Han T., Kobayashi K. // IEEE Trans. 1981. V. IT-27. № 1. P. 49.
216. Clerckx B., Mao Y., Jorswieck E. A., et al. // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2023. V.41. № 5. P. 1265.

217. Ren Y., Li L., Xie G. et al. // IEEE Trans. 2017. V. WC-16. № 5. P. 3151.
218. Allen L., Beijersbergen M., Spreeuw R., Woerdman J. // Phys. Rev. A. 1992. V. 45. № 11. P. 8185.
219. Basar E. // IEEE Commun. Magaz. 2016. V. 54. № 7. P. 168.
220. Mao T., Wang Q., Wang Z., Chen S. // IEEE Commun. Surveys & Tutorials. 2019. V. 21. № 1. P. 315.
221. Basar E., Wen M., Mesleh R. et al. // IEEE Access. 2017. V. 5. P. 16693.
222. Al-Jawhar Y.A., Ramli K.N., Taher M.A. et al. // ETRI J. 2021. V. 43. № 2. P. 209.
223. Usha S. M., Mahesh H. B. // Int. J. Computer Networks and Commun. 2022. V. 14. № 3. P. 121.
224. Bellanger M., Le Ruyet D., Roviras D. et al. // PHYDYAS. 2010. V. 25. № 4. P. 7.
225. Schaich F., Wild T. // 6th Intern. Symp. Commun., Control and Signal Processing (ISCCSP). Athens. 21–23 May 2014. N.Y.: IEEE, 2014. P. 457.
226. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. // IEEE Int. Conf. on Commun. Geneva. 23–26 May. 1993. N.Y.: IEEE, 1993. P. 1064.
227. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and Channel Coding (3GPP TS 36.212 version 11.1.0 Release 11). Technical Specification. ETSI TS 136 212 V11.1.0. Sophia Antipolis Sedex: Europ. Telecommun. Standard Inst., 2013. https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136212/11.01.00_60/ts_136212v110100p.pdf
228. Gallager R. // IRE Trans. 1962. V. IT-8. № 1. P. 21
229. Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Multiplexing and Channel Coding (Release 16). Technical Report 3GPP TS 38.212 V16.8. 0. Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2020. 46 p.
230. Arikan E. // IEEE Commun. Lett. 2008. T. 12. № 6. P. 447.
231. Vaezi M., Azari A., Khosravirad S. R. et al. // IEEE Commun. Surveys & Tutorials. 2022. V. 24. № 2. P. 1117.
232. Polyanskiy Y., Poor H. V., Verdu S. // IEEE Trans. 2010. V. IF-56. № 5. P. 2307.
233. Liva, G., Gaudio, L., Ninacs, T., Jerkovits, T. // arXiv:1610.00873.
234. Gruber T., Cammerer S., Hoydis J., Brink S. T. // 51st Annual Conf. on Inform. Sci. and Systems. Baltimore. 22–24 Mar. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. Article No. 7926071.
235. Sattiraju R., Weinand A., Schotten H. D. // arXiv preprint arXiv:1908.09523. 236.
236. He Y., Zhang J., Wen C., Jin S. // IEEE VTS Asia Pacific Wireless Commun. Singapore. 28–30 Aug. 2019. N.Y.: IEEE, 2019. Article No. 8851650. Symp. (APWCS).
237. Kim H., Jiang Y., Rana R.B. et al. // arxiv preprint arXiv:1805.09317i238.
238. He Y., Zhang J., Jin S. et al. // IEEE Trans. 2020. V. COM-68. № 10. P. 6127.
239. Jiang Y., Kim H., Asnani H. et al. // Annual Conf. on Neural Inform. Processing Systems (NeurIPS 2019). Vancouver. 8–14 Dec. 2019 / Eds. H.M. Wallach, H. Larochelle, A. Beygelzime et al. San Diego, 2019. P. 2754.
240. OShea T., Hoydis J. // IEEE Trans. 2017. V. CCI-3. № 4. P. 563.
241. Zhaojie Y., Yi F., Guojun H., Kazi M.S.H. // IEEE Internet of Things J. 2019. V. 8. P. 5149.
242. Fang Y., Bu Y., Chen P. et al. // IEEE Trans. 2021. V. ITS-24. № 2. P. 2060.
243. Pantelev P., Kalachev G. // Proc. 54th Annual ACM SIGACT Symp. on Theory of Computing. Rome. 20–24 Jun. 2022. N.Y.: Association for Computing Machinery (ACM). 2022. P. 375.
244. Wu X., Jiang M., Zhao C. // IEEE Access. 2018. V. 6. Article No. 50179.
245. Geiselhart M., Elkelesh A., Ebada M. et al. // IEEE Int. Symp. on Inform. Theory (ISIT). Los Angeles. 21–26 Jun. 2020. N.Y.: IEEE, 2020. P. 395.
246. Aya Kh. Ahmed, Hamed S. AI-Raweshidy // IEEE Access. 2022. V. 10. Article No. 39681.
247. Marshakov E., Balitskiy G., Andreev K., Frolov A. // 2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conf. (VTC2019-Fall). Honolulu. 22–25 Sept. 2019. N.Y.: IEEE, 2019. Article No. 8891583.
248. Fazeli A., Hassani H., Mondelli M., Vardy A. // IEEE Trans. 2020. V. IF-67. № 9. P. 5693.
249. Zhang Y., Peng K., Chen Z et al // IEEE Access. 2019. V. 7. Article No. 30818.
250. Yuan Y., Zhao Y., Zong B., Parolari S. // Sci. China Inform. Sci. 2020. V. 63. № 8. Article No. 183301.
251. Perry, J., Iannucci, P. A., Fleming, K. et al. // ACM SIGCOMM Computer Commun. Rev. 2012. V. 42. № 4. P. 49.
252. Sommer N., Feder M., Shalvi O. // IEEE Trans. 2008. V. IF-54. № 4. P. 1561.
253. Ferraz, O., Subramaniyan S., Chinthala R. et al. // IEEE Commun. Surveys & Tutorials. 2021. V. 24. № 1. P. 524.
254. Nachmani E., Be'ery Y., Burshtein D. // 54th Annual Allerton Conf. on Communication, Control and Computing (Allerton). Monticello. 27–30 Sept. 2016. N.Y.: IEEE. 2016. P. 341.
255. Askri A., Othman G. R. B. // 2019 IEEE Int. Symp. on Information Theory (ISIT). Paris. 07–12 Jul. N.Y.: IEEE, 2019. P. 1172.

6G COMMUNICATION SYSTEMS: CONCEPT, TRENDS, PHYSICAL LEVEL TECHNOLOGIES

**D. A. Pokamestov*, Ya. V. Kryukov, R. R. Abenov, E.V. Rogozhnikov,
A. A. Brovkin, A. Shinkevich, G. N. Shalin**

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk 635050 Russian Federation

**E-mail: dmaltomsk@mail.ru*

A review and analysis of scientific papers published to date on various aspects of 6G is presented. The emphasis is on physical layer technologies, since they are the ones that largely form the basis and determine the potential of the future system. These include multiple access, multi-user multi-antenna systems, reconfigurable reflective surfaces, and modulation and channel coding techniques. In addition, promising application scenarios, new services and services, predicted requirements, concepts of 6G network architecture, the role of artificial intelligence and machine learning, as well as new frequency ranges are considered.

Keywords: multiple access, multi-user multi-antenna systems, reconfigurable reflective surfaces, modulation and channel coding methods

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.396.67

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЩЕЛЕВЫХ РЕШЕТОК МЕТОДОМ ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ – РАЗЛОЖЕНИЯ ПО СФЕРИЧЕСКИМ ВОЛНАМ

© 2024 г. С. Е. Банков*, М. Д. Дупленкова

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация*

**E-mail: sbankov@yandex.ru*

Поступила в редакцию 27.04.2022 г.

После доработки 06.06.2023 г.

Принята к публикации 25.06.2023 г.

Представлен алгоритм для электродинамического анализа двумерной волноводной щелевой решетки конечных размеров. Для решения граничной задачи используется метод обобщенной матрицы рассеяния. Сложная задача для структуры с большими электрическими размерами делится на две подзадачи: рассеяние волн на одном элементе решетки и взаимодействие волн внутри решетки. В соответствии с указанным методом электромагнитное поле уединенного элемента решетки представляется в виде разложения по падающим и рассеянным сферическим волнам. Решение первой подзадачи дает оператор рассеяния, который связывает амплитуды падающих и рассеянных волн. Решение второй подзадачи дает матрицу взаимодействия, которая связывает амплитуды волн, падающих на m -й элемент решетки, с амплитудами волн, рассеянными n -м элементом. Применение оператора рассеяния и матрицы взаимодействия к анализируемой решетке приводит к системе линейных алгебраических уравнений относительно амплитуд рассеянных волн. Анализируется непериодическая сфокусированная в зоне Френеля щелевая решетка, содержащая до тысячи элементов. Полученные численные результаты хорошо согласуются с известным поведением сфокусированных решеток вытекающей волны. Обсуждаются возможные области применения метода.

Ключевые слова: электродинамическое моделирование, щелевые решетки, обобщенная матрица рассеяния, сферические волны

DOI: 10.31857/S0033849424010022, **EDN:** LAVSQV

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Щелевые решетки хорошо известны в антенной технике. Они широко используются в различных приложениях благодаря своей простоте и низкой стоимости. Очень часто щелевая решетка представляет собой решетку с последовательным питанием, в которой волна линии передачи последовательно возбуждает излучающие элементы. Такие решетки относятся к антеннам вытекающей или бегущей волны [1].

В середине XX в. одномерные или двумерные волноводные щелевые решетки были типичным примером антенн такого типа [2, 3]. Позже интерес к щелевым решеткам возрос благодаря развитию технологии печатных плат, применение которой дополнительно снизило стоимость таких антенн. В печатных щелевых решетках система параллельных волноводов часто заме-

нялась плоским волноводом (ПВ) [4]. Щелевая антенна на радиальной линии [5] представляет собой типичный пример решетки на основе ПВ. Его основное достоинство – чрезвычайная простота антенного возбуждателя.

Дальнейшее развитие технологии печатных плат позволило снова вернуться к волноводно-щелевым решеткам благодаря интегрированным в подложку волноводам [6], которые сочетают преимущества обычных волноводов с простотой и низкой стоимостью печатных структур.

В последнее время можно отметить различные публикации, посвященные сфокусированным в зоне Френеля антеннам [7–9]. Большинство из них представляют собой непериодические щелевые решетки, в которых положения элементарных излучателей выбраны таким образом,

чтобы концентрировать электромагнитное поле на некоторой частоте в фокальной точке, расположенной на расстоянии F от плоскости решетки. Сфокусированная решетка должна иметь чрезвычайно большие электрические размеры для эффективной концентрации электромагнитной энергии.

Электродинамический анализ решеток больших размеров — хорошо известная сложная проблема, которая обсуждалась во многих работах (см., например, [10]). Применение систем электродинамического моделирования в настоящее время является наиболее распространенным способом решения этой задачи. Однако он имеет много недостатков, поскольку решетка больших размеров является неудобной для численного анализа структурой, состоящей из большого количества мелких элементов со сложной геометрией. Такое сочетание параметров требует дискретизации электрически большого объема с малым шагом, что резко увеличивает порядок решаемых систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Проблема эффективного электромагнитного моделирования особенно важна для анализа сфокусированных решеток, поскольку в дополнение к упомянутым выше факторам область, в которой мы вычисляем поле, должна включать фокальную точку. Такая область обычно намного больше, чем область, необходимая для анализа периодической решетки.

В некоторых ситуациях хорошим приближением является модель бесконечной периодической решетки, поскольку она сводит граничную задачу к вычислению матрицы рассеяния канала Флоке [11], но модель бесконечной решетки неприменима к непериодическим сфокусированным решеткам.

В последнее время были предложены различные приближенные и строгие методы, ориентированные на анализ решеток больших электрических размеров [12–14]. Некоторые из них используют схожие идеи и могут быть объединены в одну группу, называемую методом обобщенной матрицы рассеяния (ОМР). Основная идея этих методов состоит в том, чтобы описать рассеяние волн на элементарном матричном излучателе в удобной матричной форме. Поле, возбуждающее излучатель, и рассеиваемое им поле представляются, соответственно, в виде суммы стандартных возбуждений и реакций. Форма этих объектов известна и фиксирована. Проблема состоит только в том, чтобы найти ма-

трицу, которая связывает амплитуды реакций и возбуждений. Эта матрица полностью описывает электромагнитные свойства одного элемента решетки. Она получила название оператора рассеяния (ОР).

Реакция n -го элемента одновременно является полем, которое возбуждает другие элементы решетки. Представляя реакцию как сумму стандартных возбуждений, соответствующих m -му элементу массива, находим матрицу, связывающую амплитуды реакций n -го элемента и возбуждений m -го элемента. Эта матрица описывает взаимодействие волн внутри решетки и называется матрицей взаимодействия (МВ).

Знание ОР и МВ дает СЛАУ, которая полностью описывает электромагнитное поле решетки. Большим преимуществом метода ОМР является то, что порядок СЛАУ N_s равен $N \times M$, где N — число элементов решетки, а M — количество стандартных реакций, используемых для описания элемента решетки. Параметр M зависит от структуры элементарного излучателя и колеблется в широких пределах — от нескольких единиц до нескольких десятков. Таким образом, порядок СЛАУ в методе ОМР намного меньше, чем в стандартной системе электродинамического моделирования (обычно для решения аналогичных задач HFSS используется сетка с числом ячеек $n = 10^5 \dots 10^6$), и благодаря этому решение СЛАУ требует гораздо меньше времени.

В работах [15, 16] представлен метод ОМР в удобной для анализа щелевой решетки форме. Сферические волны (СВ) используются в [15] в качестве стандартных возбуждений и реакций. Применение метода ОМР-РСВ (обобщенной матрицы рассеяния—разложения по сферическим волнам) имеет много преимуществ. В то же время такой подход имеет некоторые ограничения, которые не позволяют анализировать структуры произвольного типа. Однако в конкретном случае щелевой решетки указанные недостатки оказываются несущественными.

Основное внимание в данной статье уделяется применению метода ОМР-РСВ для численного моделирования сфокусированной волноводной щелевой решетки. Представлено краткое описание метода ОМР-РСВ, рассмотрена сходимость численного алгоритма, приведено сравнение численных результатов, полученных с помощью ОМР-РСВ и HFSS в случае периодической решетки, приведены результаты синтеза и элек-

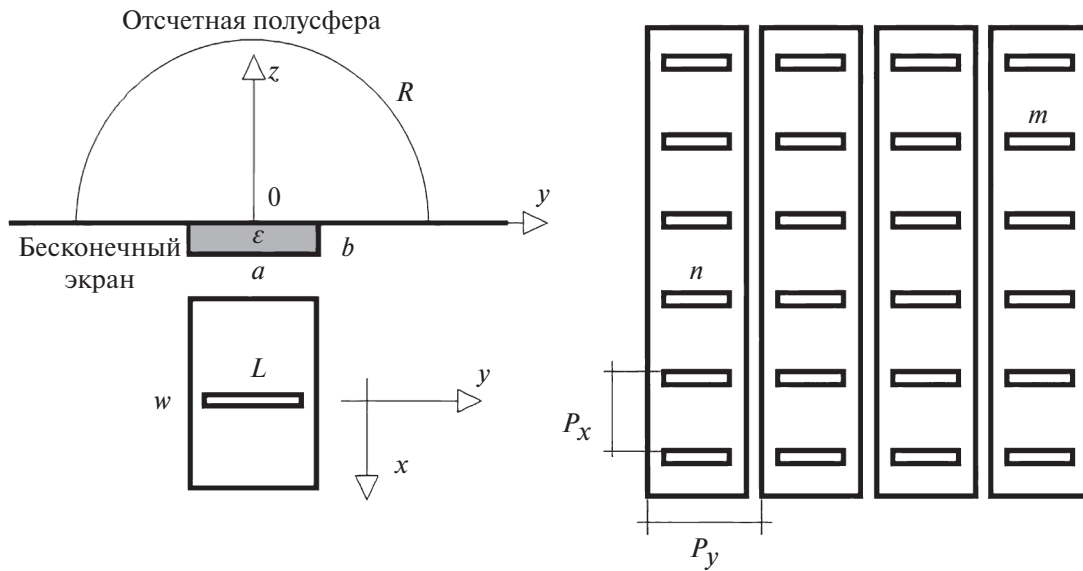


Рис. 1. Элементарный излучатель и волноводно-щелевая решетка.

тродинамического анализа сфокусированной щелевой волноводной решетки.

2. МЕТОД ОМР-РСВ

Напомним кратко основные идеи метода ОМР-РСВ [15, 16]. Первая задача — это анализ элементарного излучателя. В рассматриваемом случае такой излучатель представляет собой поперечную щель в широкой верхней стенке прямоугольного волновода (рис. 1).

Верхняя стенка волновода является частью бесконечного экрана. Волновод заполнен диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ .

Отсчетная полусфера, окружающая щель, используется для определения амплитуд СВ. Электрический радиус полусферы $kr = \pi/2$. Стандартные возбуждения, кроме падающих СВ, включают также падающие волноводные волны, возбуждающие щель с обеих сторон. Соответственно, стандартные реакции состоят из рассеянных сферических и отраженных волноводных волн. Их амплитуды могут быть записаны в векторной форме $\mathbf{A}_i, \mathbf{A}_s$. Векторы $\mathbf{A}_{i,s}$ включают соответственно амплитуды стандартных возбуждений и реакций. Оператор рассеяния L связывает векторы $\mathbf{A}_{i,s}$:

$$L\mathbf{A}_i = \mathbf{A}_s. \quad (1)$$

Чтобы найти ОР, мы должны возбудить щель M раз всеми падающими сферическими и волноводными волнами и представить рассеянное поле как суперпозицию рассеянных сферических и отраженных волноводных волн. Соответствующая граничная задача решена в работе [17] методом интегральных уравнений. Интегральное уравнение, записанное для магнитного тока в щели, решается методом Галеркина.

Вторая подзадача метода ОМР-РСВ состоит в определении МВ — $\mathbf{K}_{n,m}$, которая связывает амплитудные векторы $\mathbf{A}_{i,m}$ и $\mathbf{A}_{s,n}$, где индексы n, m соответствуют номерам щелей в решетке:

$$\mathbf{K}_{n,m}\mathbf{A}_{i,m} = \mathbf{A}_{s,n}. \quad (2)$$

Матрица взаимодействий не зависит от параметров элементарного излучателя и определяется исключительно выбранным набором стандартных возбуждений и реакций. Она может быть найдена аналитически с помощью дополнительной теоремы суммирования [18] или численно [17]. В любом случае ее значения могут быть один раз рассчитаны и сохранены в виде набора файлов данных, а затем повторно использованы без существенных затрат компьютерных ресурсов.

Получаемая в методе ОМР СЛАУ имеет следующий вид:

$$\sum_m^{(n)} L\mathbf{K}_{n,m}\mathbf{A}_{s,m} = \mathbf{A}_{sn} + \mathbf{A}_{s0,n}, \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (3)$$

СЛАУ (3) записана для решетки с идентичными элементами и, следовательно, идентичными ОР – L. Суммирование в (3) выполняется для всех элементов массива, кроме n -го элемента. Общее количество элементов матрицы $N = N_x N_y$, где N_x – количество щелей в волноводе, а N_y – количество волноводов. Слагаемое $A_{s0,n}$ описывает вклад волноводных волн, возбуждающих решетку.

Компьютерная программа, основанная на методе ОМР-РСВ, была реализована в среде Маткад. Анализ решетки, состоящей из 600...900 щелей на десяти частотах, занимает около 30 мин. Доступные компьютеры не позволяют нам сравнивать результаты HFSS и ОМР-РСВ для таких решеток. По этой причине представленное далее (разд. 4) сравнение выполнено для меньшего количества щелей. Оно демонстрирует хорошее соответствие между двумя методами и может рассматриваться как доказательство корректности разработанного алгоритма и компьютерной программы.

3. СХОДИМОСТЬ АЛГОРИТМА

Рассмотрим ряд результатов, показывающих сходимость метода ОМР-РСВ. Этот метод имеет несколько параметров, выбираемых численно из условия стабилизации решения. Один из них – количество базисных функций N_b , используемых для вычисления ОР в рамках итерационной процедуры Галеркина. Как уже упоминалось, мы должны последовательно возбуждать

элементарный щелевой излучатель падающими сферическими и волноводными волнами. Метод интегральных уравнений очень удобен в такой ситуации, поскольку изменение возбуждения не изменяет матрицу СЛАУ. Таким образом, обратная матрица может быть один раз вычислена, а затем умножена на разные векторы, которые зависят от падающего поля.

Базисные функции $f_b(x, y)$ для магнитного тока в продольной щели имеют стандартный вид:

$$f_b(x, y) = \sin(\pi n_b (y - L/2) / L) \times \left((w/2)^2 - x^2 \right)^{-1/2}, \quad (4)$$

где $n_b = 1, \dots, N_b$ – номер базисной функции.

Определим коэффициент передачи T как отношение мощности P_w основной волноводной волны к мощности падающей СВ – P_i . Зависимость модуля вариации коэффициента передачи $\Delta T = |T(N_b + 1) - T(N_b)|$ от числа базисных функций N_b показана на рис. 2.

Кривая рассчитана для $L = 8.5$, $w = 1$, $a = 14$, $b = 5$, $\varepsilon = 2.5$, $f = 10.5$ ГГц. Все размеры здесь и далее представлены в миллиметрах. Два индекса характеризуют падающую СВ: угломестный индекс $n_\theta = 1, \dots, N_\theta$ и азимутальный индекс $n_\phi = -n_\theta, \dots, n_\theta$. Кривая на рис. 2 соответствует $n_\theta = 1$, $n_\phi = 1$. Видно, что при $N_b > 2$ параметр $\Delta T < 0.001$. Таким образом, алгоритм расчета ОР быстро сходится, и мы можем получить приемлемую точность решения для $N_b = 3 \dots 5$.

Условия энергетического баланса и взаимности выполняются для одиночной щели с хорошей точностью. Например, параметр ΔP , который выражает энергетический баланс

$$\Delta P = |1 - |R|^2 - |T|^2 - P_r|, \quad (5)$$

рассчитанный при возбуждении щели волноводной волной единичной мощности, не превышает 10^{-6} . Здесь R , T – параметры рассеяния щели, P_r – излучаемая мощность.

Выбор параметра n_θ , определяющего количество СВ, является более сложной задачей. На первом этапе мы использовали для расчета МВ набор СВ, соответствующий $n_\theta = 12$. В этом случае общее количество СВ $M = 96$. Важно отметить, что в общем случае количество возбуж-

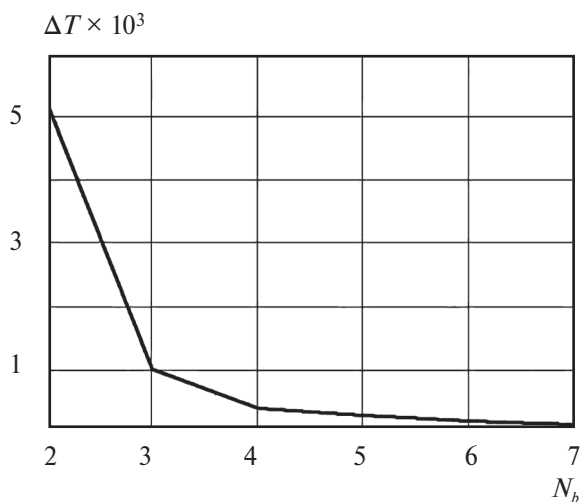


Рис. 2. Зависимость вариации коэффициента передачи ΔT от числа базисных функций N_b .

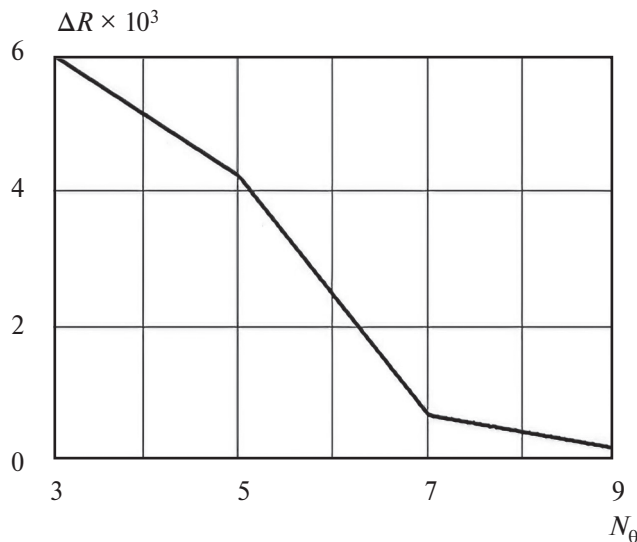


Рис. 3. Зависимость вариации коэффициента отражения ΔR от параметра N_0 .

падающих и рассеянных СВ может быть разным. В ходе численных расчетов мы выяснили, что одиночная щель, как и щель в решетке, возбуждает весьма ограниченный набор СВ. Доминирующие СВ соответствуют $n_0 = 1$ и 3. Этот факт позволяет значительно сократить количество рассеянных СВ. Однако это не означает, что благодаря этому мы сможем сократить количество падающих СВ. Падающие СВ должны обеспечивать хорошую аппроксимацию поля возбуждения на отсчетной полусфере (см. рис. 1), и формально такое приближение может потребовать большого количества СВ.

Тем не менее численные расчеты показывают, что если щель слабо возбуждает некоторую СВ, то такая СВ, в свою очередь, слабо возбуждает щель. То есть поле вокруг щели содержит множество СВ, но только небольшая часть из них взаимодействует со щелью и влияет на решение. Этот вывод был ожидаемым, поскольку он вытекает из условия взаимности. Данный вывод позволяет существенно уменьшить параметр M и, следовательно, размерность решаемой задачи.

Кривая, показанная на рис. 3, демонстрирует сходимость решения, полученного для решетки $N_x \times N_y = 10 \times 5$, $P_x = 17$, $P_y = 15$.

Остальные параметры были представлены выше. Решетка возбуждается волноводными волнами с одинаковой амплитудой. Зависимость вариации модуля коэффициента отражения (рис. 4 порт 3) от максимального угломестного индекса N_0 , показанная на рис. 3, рассчитана

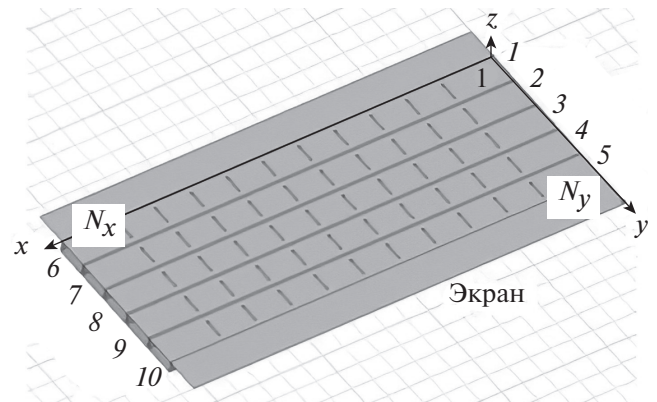


Рис. 4. Модель 1 с конечным экраном; 1–10 – порты.

для одинакового количества падающих и рассеянных СВ.

Точность выполнения энергетического баланса в случае решетки не такая высокая, как в случае одиночной щели. Однако параметр, аналогичный (5), не превышает $(2...4) \times 10^{-3}$.

4. СРАВНЕНИЕ OMP-PCB И HFSS

Мы использовали систему HFSS в качестве стандартного и надежного инструмента для решения электродинамических граничных задач. Однако необходимо отметить, что полная идентичность между моделью метода OMP-PCB и моделью HFSS недостижима из-за бесконечного экрана.

Для численного моделирования использовались две модели: модель 1 с экраном конечного размера (см. рис. 4) и модель 2 с бесконечной идеально проводящей плоскостью (рис. 5).

Как видно из рис. 5, модель с бесконечной плоскостью и, тем более, модель с конечным

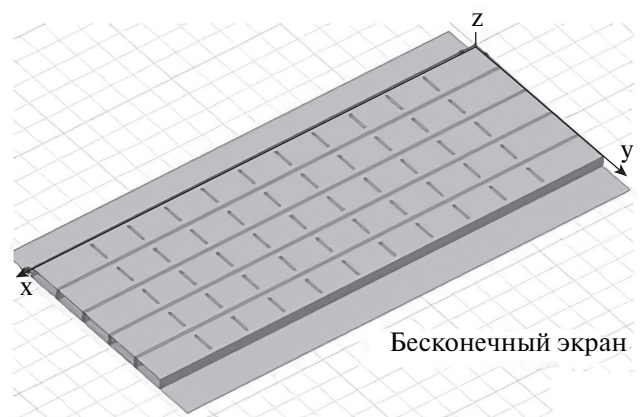


Рис. 5. Модель 2 с бесконечной плоскостью.

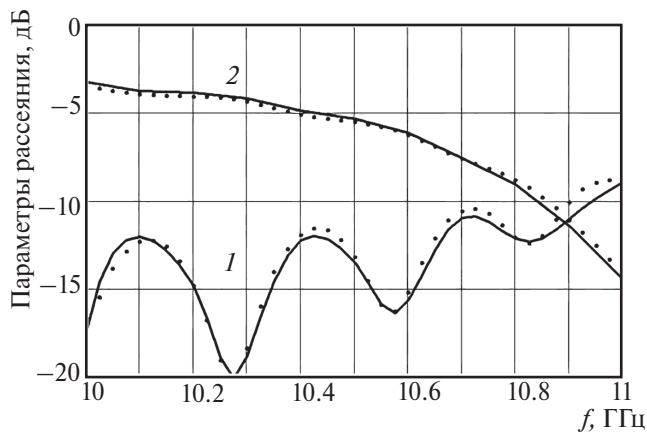


Рис. 6. Частотные зависимости параметров рассеяния решетки, вычисленные по методу ОМР-РСВ (сплошные кривые) и HFSS (точки); коэффициенты отражения (1) и передачи (2) были определены для портов 3, 8.

экраном (см. рис. 4) отличаются от решетки с бесконечным экраном, поскольку щели в бесконечной плоскости недопустимы. По этой причине плоскость расположена ниже волноводов при $z = -b$.

Рассматриваемая решетка с последовательным питанием содержит N_y волноводов. Каждый волновод имеет два порта, общее количество портов $N_p = 2N_y$. Решетка возбуждается волноводными волнами, падающими на порты с номерами $p = 1, \dots, N_y$. Падающие волны, таким образом, распространяются вдоль оси Ox в положительном направлении. В общем случае их комплексные амплитуды U_p зависят от номера порта p :

$$U_p = A_p \exp(ip\Delta\varphi). \quad (6)$$

Изменяя амплитуды A_p и межканальный фазовый сдвиг $\Delta\varphi$, мы можем изучать зависимость диаграммы направленности (ДН) антенны от амплитудного и фазового распределений в апертуре решетки вдоль оси Oy .

Теперь сравним численные результаты, полученные с помощью метода ОМР-РСВ, с данными HFSS. Рассмотрим волноводную решетку с равномерным возбуждением (6): $A_p = 1$, $\Delta\varphi = 0$. Параметры решетки: $L = 8.5$, $w = 1$, $a = 14$, $b = 5$, $\epsilon = 2.5$, $P_x = 17$, $P_y = 15$, $N_x = 10$, $N_y = 5$, диапазон частот 10...11 ГГц.

Частотная зависимость параметров рассеяния представлена на рис. 6.

Коэффициенты отражения и пропускания (кривые 1, 2) были определены для портов 3, 8

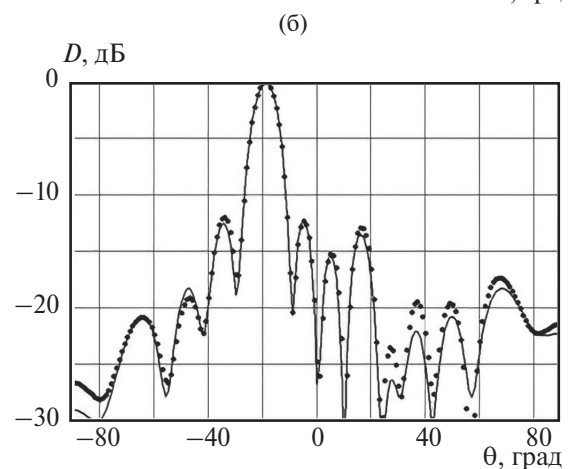
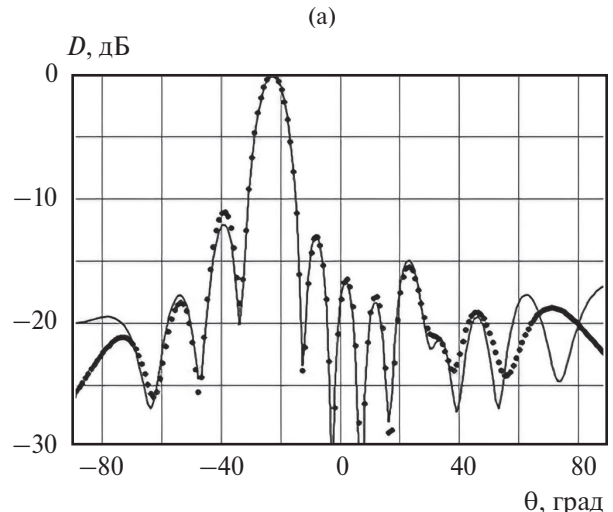


Рис. 7. Нормированные ДН в угломестной плоскости для моделей 1 (а) и 2 (б), вычисленные по методу ОМР-РСВ (сплошные кривые) и HFSS (точки).

(центральный волновод) с учетом одновременного возбуждения портов 1–5. Точки на рис. 6 соответствуют HFSS модели 1 (см. рис. 4) с экраном конечного размера. Параметры рассеяния HFSS модели 2 (бесконечная плоскость) практически совпадают с показанными на рис. 6 точками, поэтому их не приводим.

Нормированная ДН в угломестной плоскости ($\varphi = 0, 180^\circ$) на частоте 10.4 ГГц показана на рис. 7а. Точки соответствуют модели 1. Хорошее соответствие между сплошной кривой и точками имеет место для главного луча и двух-трех боковых лепестков. Дальние боковые лепестки ($\theta = 60 \dots 90^\circ$), рассчитанные двумя методами, различаются. Эта разница может быть связана с влиянием экрана конечного размера.

Нормированные ДН на частоте 10.6 ГГц показаны на рис. 7б.

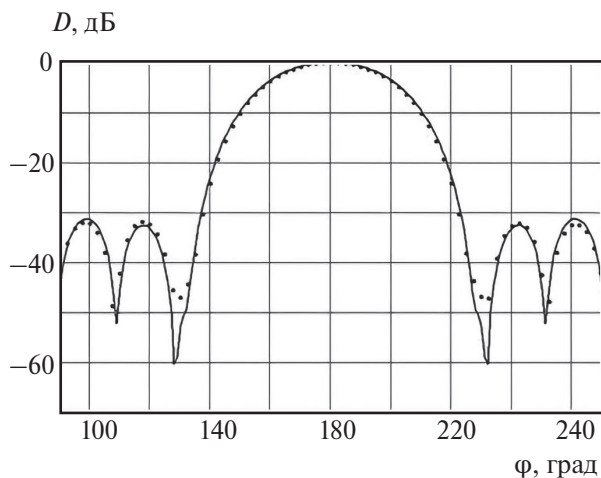


Рис. 8. Нормированная ДН как функция азимутального угла: по методу OMP-PCB (сплошные кривые) и HFSS (точки).

Точки соответствуют HFSS модели 2. Согласование между методами HFSS и методом OMP-PCB в этом случае намного лучше даже для дальних боковых лепестков. Некоторая разница все еще видна, но мы можем объяснить это различием между моделями в методах HFSS и OMP-PCB.

Нормированные ДН при $f = 10.4$ ГГц как функции азимутального угла φ показаны на рис. 8.

Угол места $\theta = -22^\circ$, что соответствует максимуму ДН в соответствующей плоскости. В азимутальной плоскости ДН, полученные по методам OMP-PCB и HFSS, находятся в хорошем согласии независимо от типа модели. Различное влияние конечного экрана на ДН в двух плоскостях может быть объяснено разной поляризацией излучаемого поля. Вектор электрического поля в угломестной плоскости перпендикулярен краю экрана и параллелен в ортогональной плоскости, поэтому ДН в первом случае зависит от типа модели намного сильнее, чем во втором.

На рис. 9 представлены кривые (главные лучи ДН — на частотах 10, 10.2, 10.4, 10.6, 10.8, 11 ГГц), полученные методами OMP-PCB и HFSS и иллюстрирующие частотное сканирование, типичное для всех решеток с последовательным питанием.

5. СИНТЕЗ СФОКУСИРОВАННОЙ РЕШЕТКИ

Двумерная сфокусированная решетка состоит из N_y волноводов, ориентированных вдоль оси Ox (рис. 10). Каждый волновод имеет N_x

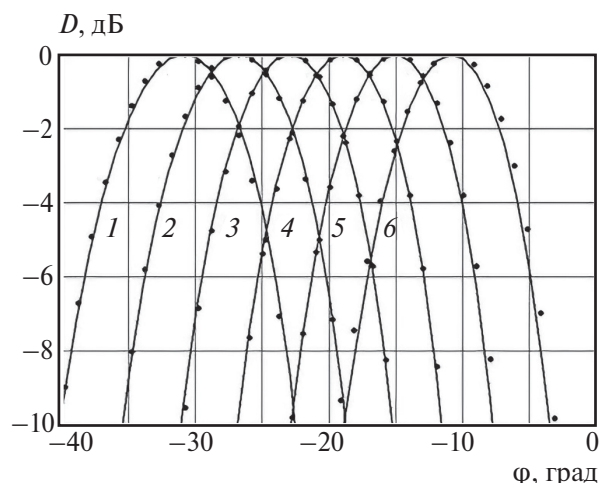


Рис. 9. Главный луч ДН на частотах $f = 10$ (1), 10.2 (2), 10.4 (3), 10.6 (4), 10.8 (5) и 11 ГГц (6); по методу OMP-PCB (сплошные кривые) и HFSS (точки).

идентичных поперечных щелей, ширина которых w , длина L . Координаты центров щелей $x_{n,m}, y_m$ выбраны таким образом, чтобы обеспечить фокусировку поля в точке F на частоте f_0 . Для координат y_m имеем

$$y_m = P_y \left(m - N_y / 2 \right), m = 0, \dots, N_y - 1, \quad (7)$$

где P_y — период решетки вдоль оси Oy . В частном случае (см. рис. 10) период P_y равен ширине волновода a .

Координаты $x_{n,m}$ удовлетворяют следующему уравнению:

$$\varphi_{0m} - \gamma_0 (x_{n,m} + x_{\min}) - k_0 (r_{n,m} - R_0) = 2\pi n, \quad (8)$$

$$n = 0, \dots, N_x - 1,$$

где φ_{0m} — фаза падающей на порт p_{im} -волны, γ_0 — постоянная распространения волновода на частоте f_0 , k_0 — волновое число свободного пространства на той же частоте, $-x_{\min}$ — координата линии, на которой располагаются порты p_{im} , R_0 — расстояние от некоторой отсчетной точки до фокуса. Точка отсчета может быть выбрана произвольно. Как показано на рис. 10, она расположена в центре левой границы решетки.

Уравнение (8) обеспечивает в фокусе синфазное суммирование волн, возбуждаемых на входных портах p_{im} и затем излучаемых щелями. Это уравнение может быть решено относительно неизвестных $x_{n,m}$, которые определяют конфигурацию массива.

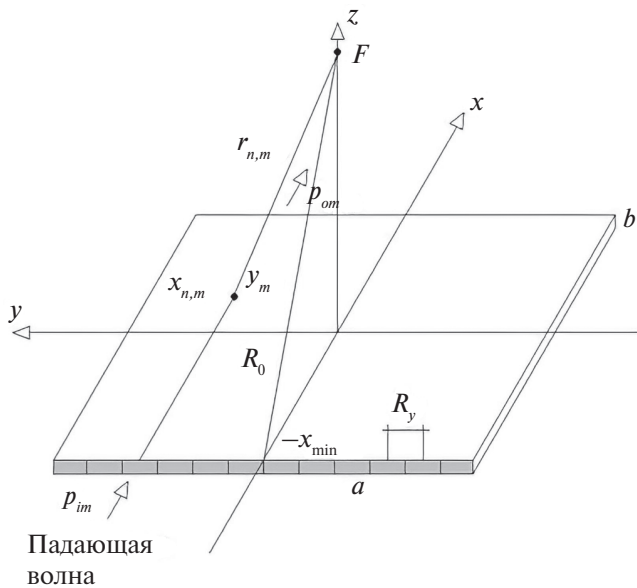


Рис. 10. Сфокусированная волноводная решетка.

Как видно из соотношения (8), результаты синтеза решетки зависят от фаз, падающих на входы волн. Мы предполагаем, что волны во всех входных портах имеют одинаковые фазы. Такое распределение фаз может быть сформировано различными известными способами, например, с помощью многоканального делителя. Пример сфокусированной решетки показан на рис. 11.

Точки совпадают с центрами щелей, матрица синтезирована в соответствии с уравнением (8) для следующих начальных параметров: $f_0 = 10$ ГГц, $F = 600$, $P_y = 16.5$, $\epsilon = 2.2$, $a = 16$, $N_x = 21$, $N_y = 31$.

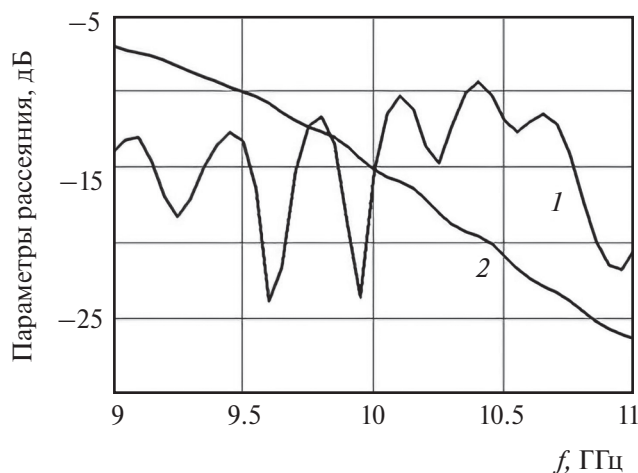


Рис. 12. Частотные зависимости параметров рассеяния: коэффициент отражения (1) и передачи волновода (2).

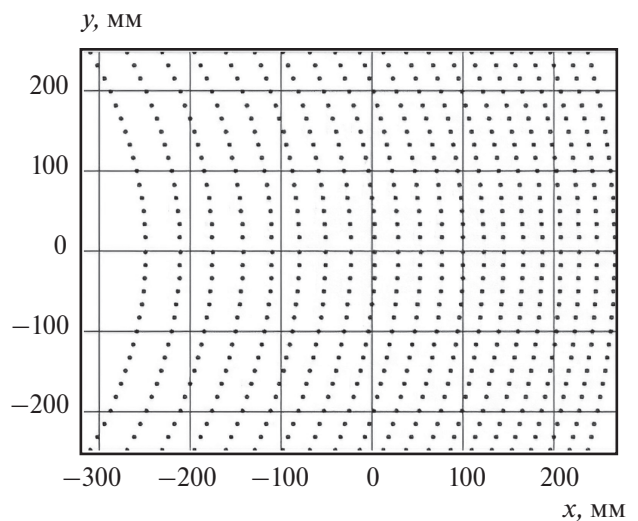


Рис. 11. Конфигурация сфокусированной решетки.

6. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ СФОКУСИРОВАННОЙ РЕШЕТКИ

Несколько сфокусированных решеток проанализированы методом ОМР-РСВ. Рассмотрим численные результаты, полученные для решетки, показанной на рис. 11. Параметры щели $L = 8.7$, $w = 1$, высота волновода $b = 5$. Остальные параметры были представлены выше.

Каждый волновод как четырехполюсник характеризуется параметрами рассеяния: коэффициентом отражения R_m от порта p_{im} и коэффициентом передачи T_m от порта p_{im} к порту p_{om} .

Частотные зависимости S -параметров показаны на рис. 12.

Кривые 1,2 соответствуют коэффициентам отражения и передачи волновода с номером $m = 15$, расположенного в центре решетки. Параметры рассеяния в остальных волноводах имеют аналогичное поведение, поэтому их не обсуждаем.

Частотные зависимости, показанные на рис. 12, типичны для решетки резонансных щелевых излучателей. Коэффициент передачи имеет минимум на резонансной частоте, которая в данном примере близка к 11.2 ГГц. Эта частота выбрана таким образом, чтобы иметь на центральной частоте рабочего диапазона частот $f_0 = 10$ ГГц параметр $T_m = -15$ дБ. Такой коэффициент передачи обеспечивает почти полное излучение входной мощности и незначительные потери в усилении

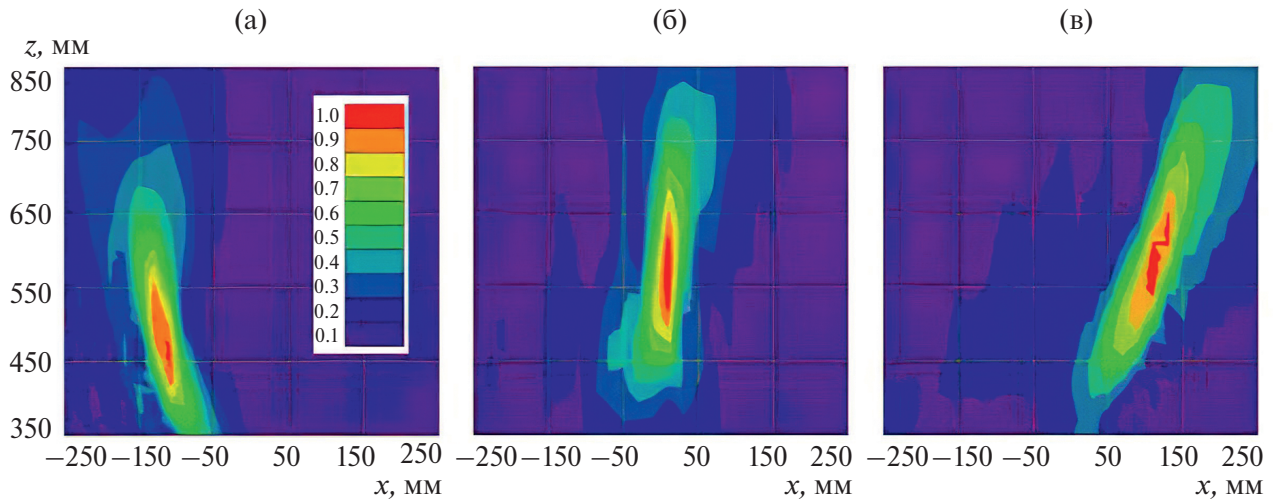


Рис. 13. Нормированные распределения электрического поля в плоскости XOZ на частотах 9 (а), 10 (б), 11 ГГц (в). Электрическое поле нормируется на максимальную напряженность электрического поля на частоте 10 ГГц.

антенны, вызванные экспоненциальным распределением амплитуды вдоль оси Ox .

Коэффициент отражения решетки относительно высокий — в диапазоне частот 10...10.5 ГГц он близок к -10 дБ. Этот эффект может быть объяснен структурой сфокусированной решетки. Она имеет переменный период P_x вдоль оси Ox (см. рис. 11). Поэтому на любой частоте мы можем выделить группу щелей, расположенных с периодом, близким к длине волны волновода. Волны, отраженные от этих элементов, складываются в порту синфазно, что может быть причиной роста коэффициента отражения.

Рассматриваемая решетка представляет собой антенну с последовательным питанием, для которой характерен эффект частотного сканирования. В случае сфокусированной антенны этот эффект выражается зависимостью положения фокального пятна от частоты. Фокальное пятно — это электромагнитное поле, сосредоточенное вокруг фокальной точки. Распределения электрического поля, рассчитанные в плоскости XOZ (рис. 13а–13в), демонстрируют движение фокального пятна в зависимости от частоты: 9, 10 и 11 ГГц.

Из рис. 13 видно, что фокальное пятно движется по некоторой кривой, расположенной в плоскости XOZ , которую по аналогии со сканирующими оптическими системами можно назвать фокальной кривой. Мы определяем

положение фокального пятна как положение точки максимальной напряженности электрического поля. Эта точка может быть описана сферическими координатами θ_m, r_m или декартовыми x_m, z_m .

Зависимость угла θ_m от частоты представлена на рис. 14.

Видно, что на центральной частоте 10 ГГц угол θ_m не равен нулю, как предполагалось на этапе синтеза решетки. Это различие демонстрирует приблизительный характер уравнения (8). Например, щели в широкой стенке

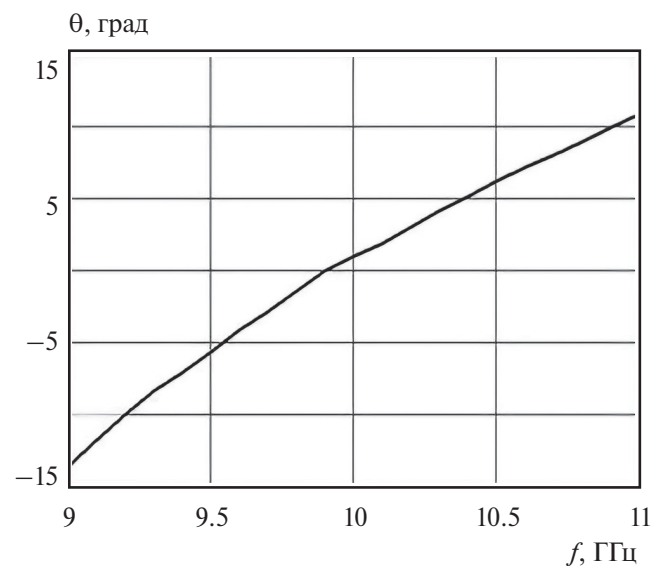


Рис. 14. Частотная зависимость угла θ_m .

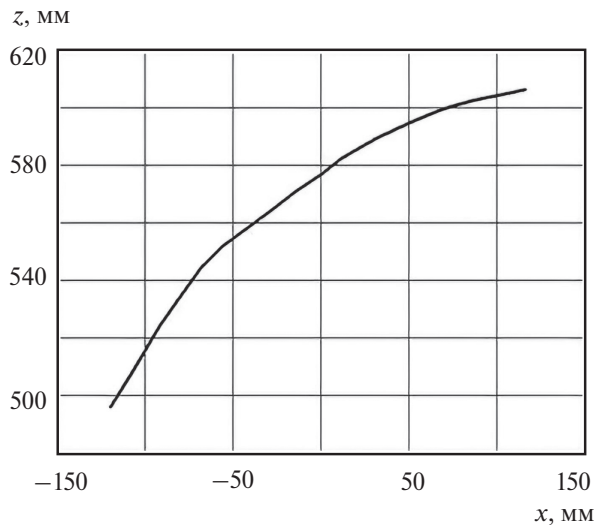


Рис. 15. Фокальная кривая.

волновода изменяют постоянную распространения γ_0 . Приближенная модель, используемая при синтезе решетки, не учитывает этот эффект. За счет этого возникает погрешность синтеза. В то же время, как видно из рис. 14, процедура синтеза демонстрирует приемлемую для практических применений точность.

Фокальная кривая, рассчитанная в диапазоне частот 9...11 ГГц, показана на рис. 15.

Анализируя эту кривую, можно отметить, что она имеет несимметричную относительно

центра решетки ($x = 0$) форму. Такая неудобная для многих приложений несимметрия была отмечена в нескольких работах, посвященных исследованию сфокусированных массивов [19]. Это типично для решеток с одной фокальной точкой. Процедура синтеза гарантирует наличие одной точки идеальной фокусировки на одной частоте. Это не позволяет прогнозировать положение фокального пятна в частотном диапазоне и управлять им.

Как видно из рис. 15, фокальная кривая лежит ниже точки $z = F$. Таким образом, видим, что точки максимальной напряженности поля и синфазного суммирования лучей (8) не совпадают. Этот эффект характерен для многих антенн со сфокусированной апертурой.

Следующий исследованный численно эффект — фазовое сканирование. Представленные ниже результаты получены на частоте $f = 10$ ГГц. Фазы падающих волн в портах p_{im} имеют вид

$$\varphi_{0m} = kmP_y \sin \alpha_0, \quad (9)$$

где α_0 — параметр фазового сканирования, обеспечивающий смещение фокального пятна в плоскости YOZ .

Распределения полей (рис. 16а–16в) демонстрируют фазовое сканирование. Они рассчитаны для $\alpha_0 = 20^\circ$, 10° и 0° .

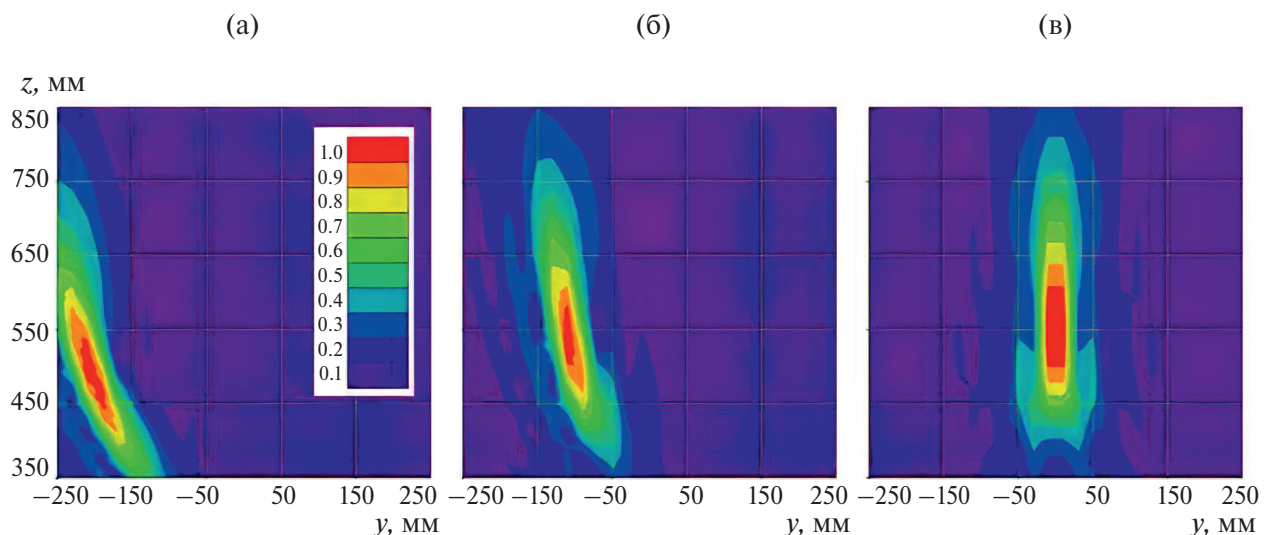


Рис. 16. Нормированное распределение электрического поля на частоте 10 ГГц в плоскости YOZ для углов $\alpha_0 = 20^\circ$ (а), 10° (б), 0° (в).

Фокальное пятно перемещается в зависимости от угла α_0 вдоль фокальной кривой, расположенной в плоскости YOZ . Его можно приблизительно представить в виде окружности с центром в начале координат. Угол места, характеризующий в сферических координатах положение фокального пятна, приблизительно равен α_0 . Фокальные пятна для отрицательных углов α_0 не показаны, поскольку они имеют ту же форму, что и пятна, показанные на рис. 16, и расположены симметрично относительно плоскости XOZ .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Порядок СЛАУ по методу ОМР-РСВ намного меньше, чем порядок СЛАУ, типичный для стандартной системы электродинамического моделирования. Численный алгоритм был проверен для случая периодической щелевой волноводной решетки путем сравнения с моделированием в системе HFSS. Предложенный алгоритм показывает хорошее соответствие с результатами, полученными на HFSS, и высокую вычислительную эффективность.

Волноводная щелевая решетка — не единственная структура, подходящая для метода ОМР-РСВ. Он может быть просто модифицирован для решеток с ПВ, включая щелевые антенны на радиальной линии, решетки с интегрированными в подложку волноводами и т.д. Интересными объектами для будущего применения метода ОМР-РСВ являются полосковые решетки. Одна из них представлена в работе [20]. В отличие от волноводной полосковая линия позволяет одновременно изменять период расположения щелей вдоль оси Ox и длину отрезка полосковой линии, соединяющего две соседние щели. Эта дополнительная свободная переменная дает возможность синтезировать так называемую бифокальную решетку [20], имеющую две фокальные точки, в которых располагается фокальное пятно на двух разных частотах. Бифокальная решетка имеет контролируемую форму фокальной кривой, что важно для приложений, в которых частотное сканирование используется для обзора пространства.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при поддержке бюджетного финансирования в рамках государственного задания

Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Hines J.N., Rumsey V.H., Walter C.H.* // Proc. IRE. 1954. V. 41. № 11. P. 1624.
2. *Stegen R.J.* // IRE Trans. 1952. V. AP-1. № 1. P. 62.
3. *Simmons A., Giddings O., Diamond M., Gindberg J.* // 1958 IRE Int. Convention Record. N.Y. 21–25 March 1966. N.Y.: IEEE. V. 11. P. 56.
4. *Hirokawa J., Ando M., Goto N.* // Dig. 1992 IEEE A&P Society Int. Symp. Chicago. 18–25 Jun. N.Y.: 1992. V. 4. P. 2130.
5. *Akiyama A., Yamamoto T., Hirokawa J. et al.* // IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation. 2000. V. AP-147. № 2. P. 134.
6. *Ettorre M., Sauleau R., Le Coq L.* // IEEE Trans. 2011. V. AP-59. № 4. P. 1093.
7. *Buffi A., Serra A., Nepa P. et al.* // IEEE Trans. 2010. V. AP-58. № 5. P. 1536.
8. *Nguyen P.T., Abbosh A.M., Crozier S.* // IEEE Trans. 2017. V. AP-65. № 7. P. 3489.
9. *Li P.-F., Qu S.-W., Yang S., Nie Z.-P.* // IEEE Trans. 2017. V. AP-65. № 9. P. 4607.
10. *Engheta N., Murphy W.D., Rokhlin V., Vassiliou M.S.* // IEEE Trans. 1992. V. AP-40. № 6. P. 634.
11. *Амтей Н., Галиндо В., Бу Ч.* Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974.
12. *Xiao G.B., Mao J.F., Yuan B.* // IEEE Trans. 2008. V. AP-56. № 12. P. 3723.
13. *Lu W.B., Cui T.J., Qian Z.G. et al.* // IEEE Trans. 2004. V. AP-52. № 11. P. 3078.
14. *Matekovits L., Laza V. A., Vecchi G.* // IEEE Trans. 2007. V. AP-55. № 9. P. 2509.
15. *Rubio J., González M.A., Zapata J.* // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2003. V. 2. P. 155.
16. *Rubio J., Gómez García A., Gómez Alcalá R. et al.* // IEEE Trans. 2019. V. AP-67. № 12. P. 7379.
17. *Банков С.Е.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 1. С. 27.
18. *Stein S.* // Quarterly Appl. Math. 1961. V. 19. № 1. P. 15.
19. *Банков С.Е., Калошин В.А., Фролова Е.В.* // РЭ. 2016. Т. 61. № 6. С. 587.
20. *Bankov S.E., Frolova E.V., Kalinichev V.I.* // 2019 Antennas Design and Measurement Int. Conf. (ADMInC). St. Petersburg. 16–18 Oct. N.Y.: IEEE, 2019. P. 90.

ELECTRODYNAMIC MODELING OF SLOT GRATINGS BY THE GENERALIZED SCATTERING MATRIX METHOD – SPHERICAL WAVE DECOMPOSITION

S. E. Bankov*, M. D. Duplenkova

*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics,
Russian Academy of Sciences, Moscow, 125009 Russia*

**E-mail: sbankov@yandex.ru*

An algorithm is presented for the electrodynamic analysis of a two-dimensional waveguide slot array of finite dimensions. To solve the boundary value problem, the generalized scattering matrix method is used. The complex problem for a structure with large electrical dimensions is divided into two subproblems: wave scattering on one lattice element and the interaction of waves within the lattice. In accordance with this method, the electromagnetic field of a solitary lattice element is represented in the form of an expansion in incident and scattered spherical waves. The solution to the first subproblem is given by the scattering operator, which relates the amplitudes of the incident and scattered waves. The solution to the second subproblem yields an interaction matrix that relates the amplitudes of waves incident on the m th array element with the amplitudes of waves scattered by the n th element. Application of the scattering operator and interaction matrix to the analysed lattice leads to a system of linear algebraic equations for the amplitudes of the scattered waves. A non-periodic slot grating, focused in the Fresnel zone, containing up to a thousand elements is analysed. The obtained numerical results are in good agreement with the known behaviour of focused leaky wave gratings. Possible areas of application of the method are discussed.

Keywords: electrodynamic modelling, slot gratings, generalized scattering matrix, spherical waves

СОЧЕТАНИЕ АСИМПТОТИЧЕСКОГО И ЧИСЛЕННОГО МЕТОДОВ ПРИ РАСЧЕТЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫПУКЛОЙ КВАЗИПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С УЧЕТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОЛЬНОГО ТИПА

© 2024 г. М. В. Инденбом

Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники,
ул. Большая Почтовая, 22, Москва, 105082 Российская Федерация

E-mail: mindenbom@mail.ru

Поступила в редакцию 16.04.2022 г.

После доработки 28.02.2023 г.

Принята к публикации 21.10. 2023 г.

Получены приближенные асимптотические выражения для парциальной диаграммы излучающего элемента и действующего коэффициента отражения квазипериодической выпуклой фазированной антенной решетки (ФАР) большого размера, использующие в качестве основы результаты численного решения для электромагнитного поля в единичной ячейке ФАР при периодических граничных условиях на боковой поверхности ячейки. Эти выражения могут быть использованы при создании математического обеспечения для моделирования таких ФАР с учетом взаимодействия излучающих элементов на основе сочетания прямых численных методов, таких как метод конечных элементов, для анализа поля в единичной ячейке ФАР с расчетом характеристик ФАР в целом по аналитическим асимптотическим выражениям. Приведены численные результаты применения метода для расчета характеристик многоэлементных ФАР: сферической ФАР щелевых излучающих элементов и конической ФАР щелевых и директорных излучающих элементов.

Ключевые слова: парциальная диаграмма элемента, выпуклая фазированная антенная решетка, взаимодействие элементов, метод конечных элементов, асимптотические выражения.

DOI: 10.31857/S0033849424010037, **EDN:** LAIVFM

ВВЕДЕНИЕ

Выпуклые фазированные антенные решетки (ФАР) могут применяться для широкоугольного (полусферического и более) электрического сканирования или совмещения поверхности ФАР с выпуклой поверхностью летательного аппарата (конформные ФАР) [1–3]. Излучающие элементы выпуклых ФАР близко расположены между собой, что приводит к существенному влиянию их электромагнитного взаимодействия на характеристики выпуклой ФАР. При больших по сравнению с длиной волны размерах поверхности ФАР для учета взаимодействия или, иначе, взаимной связи элементов квазипериодической антенной решетки, характеризующейся плавно меняющимися размерами единичной ячейки антенной решетки, был предложен асимптотический (коротковолновый) метод [4, 5], обобщающий используемую для анализа плоских ФАР

теорию периодических структур. Метод развит в общем виде для излучателей, представимых в виде системы электрических и магнитных токов в ячейке ФАР, и конкретизирован для щелевых [6–8] и вибраторных (директорных) излучателей [5].

Цель данной работы показать, что асимптотический (относительно больших электрических размеров поверхности ФАР) метод может быть соединен с численным методом моделирования поля в единичной ячейке ФАР при периодических граничных условиях на ее боковой поверхности. В качестве численного метода может применяться, например, метод конечных элементов (МКЭ) [9] или метод конечных разностей во временной области (МКР) [10]. В работе получены также новые асимптотические выражения для расчета парциальной диаграммы элемента выпуклой ФАР по численным результатам моделирования поля в единичной ячейке ФАР.

Такое сочетание численного и асимптотического методов позволяет анализировать выпуклые квазипериодические ФАР с излучающими элементами практически любого типа. Для цилиндрической (круговой) периодической ФАР сочетание прямого численного метода для расчета электромагнитного поля в ячейке при парциальном (модальном) возбуждении и аналитических выражений для расчета парциальной диаграммы элемента ранее предложено в [11].

1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ ФАР ВБЛИЗИ ПОВЕРХНОСТИ

Выпуклая ФАР схематически представлена на рис. 1, S – проводящая поверхность ФАР, S' – параллельная ей поверхность $n = n_0$, охватывающая излучатели (n – расстояние вдоль нормали к поверхности S).

Вектор-столбец падающих волн в фидерах на входе элементов ФАР обозначим $\mathbf{a} = \|a_{m_1 m_2}\|$, где m_1, m_2 – номера элемента.

В силу теоремы 1 для первой граничной задачи электродинамики [12] электрическое и магнитное поля во внешней области поверхности S' могут быть выражены через эквивалентный (сторонний) магнитный ток на этой поверхности

$$\vec{j}^m = \left[\vec{n}, \vec{E} \right] \delta(n - n_0),$$

которая должна при этом считаться идеально проводящей. Для квазипериодической выпук-

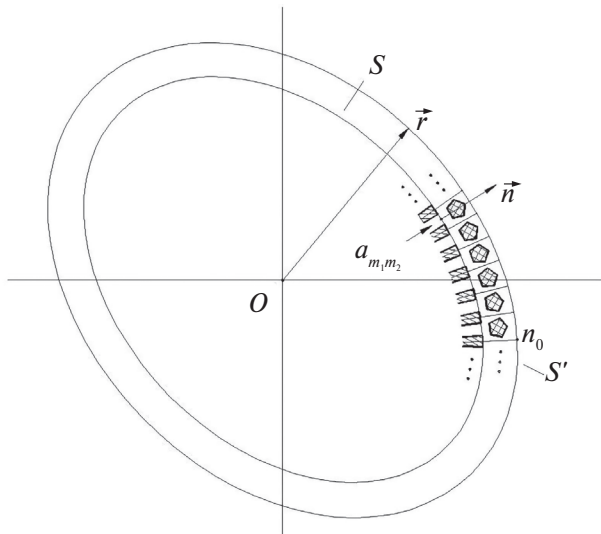


Рис. 1. Схематическое изображение выпуклой ФАР.

лой ФАР в случае специального вида вектора-столбца падающих волн $\mathbf{a} = \mathbf{e}(\gamma, v)$, названного парциальным возбуждением, электромагнитное поле магнитного тока $\vec{j}^m$ при $n = n_0$ может быть представлено в виде суммы пространственных гармоник [5]:

$$\vec{E}(\zeta, h; \gamma, v) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^2 \bar{C}_{2i}(\gamma_p, v_q; \zeta, h) e^{\vec{(2i)}} \times \times (\zeta, h; \gamma_p, v_q) \exp[-j(\gamma_p \zeta + v_q h)], \quad (1a)$$

$$\vec{H}(\zeta, h; \gamma, v) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^2 \bar{C}_{2i}(\gamma_p, v_q; \zeta, h) h^{\vec{(2i)}} \times \times (\zeta, h; \gamma_p, v_q) \exp[-j(\gamma_p \zeta + v_q h)], \quad (16)$$

(выражения для векторных функций $e^{\vec{(2i)}}$, $h^{\vec{(2i)}}$ приведены в [5]),

$$\gamma_p = \gamma + \frac{2\pi p}{d_\zeta}, \quad v_q = v + \frac{2\pi q}{d_h}; \quad (2)$$

где ζ, h – поверхностные координаты, в которых излучатели расположены с постоянными шагами d_ζ и d_h соответственно: $\zeta_{m_1} = m_1 d_\zeta$, $h_{m_2} = m_2 d_h$; парциальное возбуждение определяется выражением

$$\mathbf{e}(\gamma, v) = \left\| \exp[-j(\gamma \zeta_{m_1} + v h_{m_2})] \right\|. \quad (3)$$

Подставив поверхностный магнитный ток

$$\vec{j}^m = \left[\vec{n}, \vec{E} \right] \delta(n - n_0)$$

в выражения для коэффициентов разложения [5], получим

$$\begin{aligned} \bar{C}_{21}(\gamma, v; \zeta, h) &= A_\xi(\gamma, v; \zeta, h), \\ \bar{C}_{22}(\gamma, v; \zeta, h) &= A_\eta(\gamma, v; \zeta, h), \end{aligned} \quad (4)$$

где A_ξ, A_η – проекции вектора

$$\vec{A}(\gamma, v; \zeta, h) = \frac{1}{d_\zeta d_h} \int_0^{d_\zeta} \int_0^{d_h} \vec{E}(\zeta + x, h + y, n_0; \gamma, v) \times \times [j(\gamma x + v y)] dx dy \quad (5)$$

на координатные линии ξ

$$\xi = \frac{\gamma}{k} \zeta + \frac{v}{k} h \quad (6)$$

и ортогональные им координатные линии η .

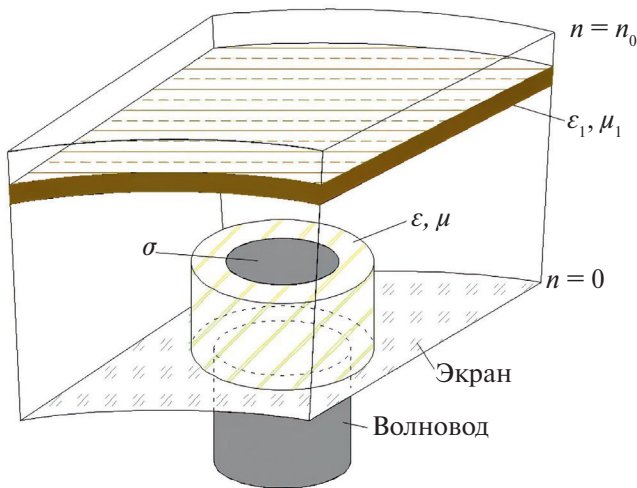


Рис. 2. Единичная ячейка выпуклой ФАР.

Выражения (1)–(5) соответствуют асимптотическому приближению первого порядка [5, 7], при котором коэффициенты разложения поля по пространственным гармоникам (4), (5) при парциальном возбуждении (3) определяются только полем $\vec{E}$ в данной ячейке решетки (рис. 2) независимо от полей в других ячейках при “периодических” граничных условиях на ее боковой поверхности

$$\begin{aligned} \vec{E}(\varsigma_{m_1}, h, n; \gamma, \nu) &= \\ &= \vec{E}(\varsigma_{m_1} + d_\varsigma, h, n; \gamma, \nu) \exp(-j\gamma d_\varsigma), \\ \vec{E}(\varsigma, h_{m_2}, n; \gamma, \nu) &= \\ &= \vec{E}(\varsigma, h_{m_2} + d_h, n; \gamma, \nu) \exp(-j\nu d_h). \end{aligned} \quad (7)$$

Для расчета электрического поля в ячейке с граничными условиями (7), граничным условием $\vec{E}_t = 0$ при $n = 0$ (на проводящей поверхности S) и условиями излучения или поглощения при $n \geq n_0$ может быть использован подходящий прямой численный метод электродинамики, например МКЭ [9]. Применение тетраэдральных конечных элементов позволяет более адекватно описать электромагнитное поле при непараллельных противоположащих и не ортогональных соседних боковых стенках ячейки и произвольной конфигурации конструктивных элементов излучателя. После того как поле в ячейке определено численным методом, можно по формулам

(4), (5) рассчитать коэффициенты возбуждения пространственных гармоник $\bar{C}_{2i}(\gamma, \nu; \varsigma_{m_1}, h_{m_2})$, а также амплитуду обратной волны в фидере, определяющую действующий коэффициент отражения на входе элемента $\Gamma_a(\gamma, \nu; \varsigma_{m_1}, h_{m_2})$. Все эти величины зависят от местоположения излучателя на поверхности выпуклой антенной решетки и постоянных γ, ν , определяющих фазовые сдвиги между элементами. Характеристики ФАР при любом другом возбуждении определяются интегрированием произведения характеристики при парциальном возбуждении и пространственного спектра возбуждения (комплексных амплитуд падающих волн) по γ, ν [4, 5].

Отсюда логически следующий шаг для расчета диаграммы направленности (ДН) ФАР должен заключаться в асимптотическом вычислении ДН при парциальном возбуждении с использованием больших электрических размеров поверхности. Однако имеются две проблемы. Первая заключается в том, что для замкнутых поверхностей на поверхности S' имеется четыре точки стационарной фазы, при слиянии которых при увеличении (по модулю) параметров γ, ν образуется особая точка типа омбилики, что сильно усложняет равномерные асимптотики интегралов. Вторая трудность заключается в том, что при дальнейшем увеличении параметров γ, ν стационарная точка становится комплексной, что делает невозможным расчет поля в ячейке численным методом, так как единичная ячейка переходит с реальной поверхности ФАР в комплексное пространство. Обойти эти трудности проще, если увеличить кратность асимптотически вычисляемых интегралов, сразу перейдя к получению формул для парциальной диаграммы элемента ФАР. Диаграмма направленности ФАР в целом может быть затем получена как сумма парциальных диаграмм всех элементов с весовыми коэффициентами, равными амплитудам падающих волн на их входах.

2. ПАРЦИАЛЬНАЯ ДИАГРАММА ЭЛЕМЕНТА ФАР

Парциальная диаграмма элемента, т.е. ДН всей ФАР при возбуждении только одного элемента и согласованных нагрузках на входах всех остальных элементов, представляется в виде кратного интеграла по поверхности S' и γ, ν [5].

Главный вклад в этот интеграл может быть вычислен методом стационарной фазы с использованием проекций векторной диаграммы на орты, введенного в [5] поляризационного базиса $\vec{i}_1, \vec{i}_2$:

$$f_i(\vec{i}_R, \zeta_{m_1}, h_{m_2}) \cong \frac{kS_{0m_1m_2}}{2\sqrt{2\pi Z_0}} \times \sum_{l=1}^2 \bar{C}_{2l}(\gamma_{st}, v_{st}; \zeta_{m_1}, h_{m_2}) \times M_{li}(\gamma_{st}, v_{st}; \zeta_{m_1}, h_{m_2}, n_0) \times \exp\left(jk \vec{i}_R \vec{r}_{m_1m_2}\right), \quad (8)$$

где стационарная точка на поверхности совпадает с центром элемента, стационарные значения переменных γ, v

$$\gamma_{st} = k \vec{i}_R \vec{r}_\zeta(\zeta_{m_1}, h_{m_2}), \quad v_{st} = k \vec{i}_R \vec{r}_h(\zeta_{m_1}, h_{m_2}); \quad (9)$$

$$M_{li} = e_{\eta}^{2i} \left(\vec{n} \vec{i}_R \right) - Z_0 h_{\xi}^{2i}, \quad M_{2i} = -e_{\xi}^{2i} - \left(\vec{n} \vec{i}_R \right) Z_0 h_{\eta}^{2i}, \quad (10)$$

$\vec{i}_R$ — единичный вектор направления наблюдения, $\vec{r}$ — радиус-вектор точки на поверхности S' , $i = 1, 2$, $S_{0m_1m_2}$ — площадь единичной ячейки излучателя с номерами m_1, m_2 , $Z_0 = 120\pi$. Переход к проекциям на орты сферической системы координат производится вращением поляризационного базиса

$$\begin{pmatrix} f_{\theta} \\ f_{\varphi} \end{pmatrix} = \mathbf{T}(\vec{n}) \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \end{pmatrix}, \quad (11)$$

где $\vec{n}$ — вектор нормали в точке расположения (m_1, m_2) -го элемента,

$$\mathbf{T}(\vec{n}) = \frac{1}{\sqrt{1 - (\vec{n} \vec{i}_R)^2}} \begin{pmatrix} \vec{n} \vec{\varphi}^0 & \vec{n} \vec{\theta}^0 \\ -\vec{n} \vec{\theta}^0 & \vec{n} \vec{\varphi}^0 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$\vec{\theta}^0, \vec{\varphi}^0$ — орты сферической системы координат для направления наблюдения. Выражения (8)–(10) непрерывны и гладки для всех углов наблюдения как в освещенной области $\left(\vec{i}_R \vec{n}(\zeta_{m_1}, h_{m_2}) > 0 \right)$, так и в теневой области данного элемента $\left(\vec{i}_R \vec{n}(\zeta_{m_1}, h_{m_2}) < 0 \right)$.

Выражение (8) представляет собой вклад в парциальную диаграмму элемента прямой пространственной волны, излучаемой этим элементом, и не учитывает вклада в парциальную диаграмму ползущих волн [13, 14], приводящих к осцилляциям на вершине и сглаживанию “провала”, связанного с дифракционными лепестками или вынужденными резонансами поверхностной волны. При расстоянии между элементами не более примерно $\lambda/2$ этот вклад невелик, особенно для излучателей, приподнятых над поверхностью проводящего экрана ФАР. Также не учитывается вклад волн соскальзывания в области тени, что, впрочем, не слишком сказывается на результатах расчета характеристик ФАР.

Асимптотическое выражение, учитывающее вклад ползущих волн в парциальную диаграмму элемента для случая осесимметричной выпуклой квазипериодической ФАР, получено в [8]. Обобщим его на случай произвольной выпуклой ФАР. Рассуждения, аналогичные приведенным в [8], дают исходное для дальнейшего вывода представление для парциальной диаграммы элемента

$$f_{\theta, \varphi}(\vec{i}_R, \zeta_{m_1}, h_{m_2}) = \frac{kd_{\zeta}d_h}{4\pi L_{\zeta}\sqrt{2\pi Z_0}} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{L_{\zeta}} \sum_{l=1}^2 \bar{C}_{2l}(\gamma_s, v; \zeta, h) M_{l\theta, \varphi}(\gamma_s, v; \zeta, h, n_0) \times \exp\left[j\left(k \vec{i}_R \vec{r} - \gamma_s(\zeta - \zeta_{m_1}) - v(h - h_{m_2})\right)\right] \sqrt{g} d\zeta dh dv, \quad (13)$$

где

$$\begin{pmatrix} M_{l\theta} \\ M_{l\varphi} \end{pmatrix} = \mathbf{T}(\vec{n}) \begin{pmatrix} M_{1l} \\ M_{2l} \end{pmatrix}, \quad (14)$$

$\vec{n}$ — вектор нормали в точке интегрирования, $L_{\zeta} = N_{\zeta} d_{\zeta}$, N_{ζ} — число элементов вдоль оси ζ , ко-

торая предполагается ограниченной длины и замкнутой. Если число элементов вдоль ζ не постоянно, то $N_{\zeta} = N_{\zeta}(m_2)$, $L_{\zeta} = L_{\zeta}(m_2)$. Далее: $g = \det \|g_{\zeta h}\|$ — определитель метрического тензора поверхности (матрицы коэффициентов первой квадратичной формы поверхности) в координатах ζ, h ,

$$M_{1l} = \frac{1}{\sqrt{1 - (\vec{n} \vec{i}_R)^2}} \left\{ - \left[e_{\xi}^{2l} (\vec{n} \vec{i}_R) + Z_0 h_{\eta}^{2l} \right] \vec{i}_R \vec{i}_{\eta} + \left[e_{\eta}^{2l} (\vec{n} \vec{i}_R) - Z_0 h_{\eta}^{2l} \right] \vec{i}_R \vec{i}_{\xi} \right\}$$

$$M_{2l} = - \frac{1}{\sqrt{1 - (\vec{n} \vec{i}_R)^2}} \left\{ \left[e_{\eta}^{2l} - (\vec{n} \vec{i}_R) Z_0 h_{\xi}^{2l} \right] \vec{i}_R \vec{i}_{\eta} + \left[e_{\xi}^{2l} + (\vec{n} \vec{i}_R) Z_0 h_{\eta}^{2l} \right] \vec{i}_R \vec{i}_{\xi} \right\}, \quad (15)$$

где $\vec{i}_{\xi}$, $\vec{i}_{\eta}$ – единичные векторы вдоль координатных линий ξ и η ,

$$\gamma_s = 2\pi s / L_{\xi}. \quad (16)$$

Раскрывая выражения для пространственных гармоник $e^{(2i)}$, $h^{(2i)}$ [5], найдем

$$M_{il} = L_{il} \frac{\vec{i}_{\eta} \vec{i}_R}{\sqrt{1 - (\vec{n} \vec{i}_R)^2}} + N_{il} \frac{\vec{i}_{\eta} \vec{i}_R}{\sqrt{1 - (\vec{n} \vec{i}_R)^2}}, \quad (17)$$

где

$$\left. \begin{aligned} L_{11} &= - \frac{j m_{\xi} w_2(t)}{w_2'(t)} - (\vec{i}_R \vec{n}), \\ L_{12} &= - j x_{\xi} \left(\frac{w_2'(t)}{w_2(t)} - \frac{t w_2(t)}{w_2'(t)} \right), \\ L_{21} &= 0, \\ L_{22} &= 1 + \frac{w_2'(t)}{j m_{\xi} w_2(t)} (\vec{i}_R \vec{n}), \\ N_{21} &= - \frac{j m_{\xi} w_2(t)}{w_2'(t)} (\vec{i}_R \vec{n}) - 1, \\ N_{22} &= - j x_{\xi} (\vec{i}_R \vec{n}) \left(\frac{w_2'(t)}{w_2(t)} - \frac{t w_2(t)}{w_2'(t)} \right), \\ N_{11} &= 0, \\ N_{12} &= (\vec{i}_R \vec{n}) + \frac{w_2'(t)}{j m_{\xi} w_2(t)}, \end{aligned} \right\}, \quad (18)$$

$w_2(t)$, $w_2'(t)$ – вторая функция Эйри и ее первая производная, $t = t_{\xi}(\zeta, h, \gamma, \nu)$:

$$t_{\xi} = m_{\xi}^2 (g^{11} - 1), \quad (19)$$

g^{11} – контравариантная компонента метрического тензора $\|g^{ij}\| = \|g_{ij}\|^{-1}$ в координатах ξ , η , соответствующая координате ξ :

$$g^{11} = \left(\frac{\gamma}{k} \right)^2 g^{\zeta\zeta} + 2 \left(\frac{\gamma\nu}{k^2} \right) g^{\zeta h} + \left(\frac{\nu}{k} \right)^2 g^{hh}, \quad (20)$$

$g^{\zeta\zeta}$, $g^{\zeta h}$, g^{hh} – контравариантные компоненты метрического тензора $\|g^{\zeta h}\| = \|g_{\zeta h}\|^{-1}$ в исходных координатах ζ , h ;

$$m_{\xi} = \left(\frac{k \rho_{\xi}}{2} \right)^{1/3}. \quad (21)$$

Здесь ρ_{ξ} – радиус кривизны нормального сечения поверхности вдоль координатной линии ξ

$$\rho_{\xi} = - \frac{g^{11}}{b^{11}}, \quad (22)$$

где b^{11} – контравариантная компонента тензора кривизны поверхности $\|b^{ij}\|$ в координатах ξ , η , соответствующая координате ξ . Радиус кривизны (22) можно непосредственно выразить через контравариантные компоненты тензора $\|b^{\zeta h}\|$ кривизны поверхности в исходных координатах ζ , h

$$\rho_{\xi} = - \frac{\gamma^2 g^{\zeta\zeta} + 2\gamma\nu g^{\zeta h} + \nu^2 g^{hh}}{\gamma^2 b^{\zeta\zeta} + 2\gamma\nu b^{\zeta h} + \nu^2 b^{hh}}. \quad (23)$$

Контравариантные компоненты тензора кривизны известным образом связаны с ковариантными компонентами (коэффициентами второй квадратичной формы поверхности):

$$b^{\alpha\beta} = g^{\alpha\zeta} g^{\beta\zeta} b_{\zeta\zeta} + (g^{\alpha h} g^{\beta\zeta} + g^{\alpha\zeta} g^{\beta h}) \times$$

$$\times b_{\zeta h} + g^{\alpha h} g^{\beta h} b_{hh}, \quad \alpha, \beta = \zeta, h. \quad (24)$$

Входящая в (18) величина $x_{\xi}(\zeta, h, \gamma, \nu)$ [5] также может быть выражена через компоненты тензора кривизны и метрического тензора

$$x_{\xi} = - \frac{1}{m_{\xi}} \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11}}} \frac{b_{12}}{b_{11}} =$$

$$= - \frac{1}{m_{\xi}} \rho_{\xi} \left(\frac{\gamma}{k} b_{\zeta\zeta}^{\zeta} + \frac{\nu}{k} b_{\zeta\zeta}^h \right) + \frac{\gamma}{k}, \quad (25)$$

где

$$b_{\zeta}^{\alpha} = g^{\zeta\alpha} b_{\zeta\alpha} + g^{h\alpha} b_{h\alpha}, \quad \alpha = \zeta, h, \quad (26)$$

– смешанные компоненты тензора кривизны.

Коэффициенты разложения поля (4) и касательные проекции единичного вектора, направленного в точку наблюдения, также выражаются

через коэффициенты метрического тензора поверхности в системе поверхностных координат ζ, h :

$$\begin{pmatrix} \bar{C}_{21} \\ \bar{C}_{27} \end{pmatrix} = \mathbf{W}^{-1} \begin{pmatrix} A_\zeta \\ A_h \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} \vec{i}_\zeta i_R \\ \vec{i}_\eta i_R \end{pmatrix} = \mathbf{W}^{-1} \begin{pmatrix} \vec{i}_\zeta i_R \\ \vec{i}_h i_R \end{pmatrix} \quad (27)$$

где A_ζ, A_h — проекции вектора (4) на касательные направления к координатным линиям ζ, h , и введена матрица

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \frac{\gamma}{k} \frac{1}{\sqrt{g^{11} g_{\zeta\zeta}}} & -\sqrt{1 - \left(\frac{\gamma}{k}\right)^2} \frac{1}{g^{11} g_{\zeta\zeta}} \\ \frac{\nu}{k} \frac{1}{\sqrt{g^{11} g_{hh}}} & \sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{k}\right)^2} \frac{1}{g^{11} g_{hh}} \end{bmatrix}. \quad (28)$$

$$f_{\theta, \varphi}(\vec{i}_R, \zeta_{m_1} h_{m_2}) = \frac{k}{2L_\zeta \sqrt{2\pi Z_0}} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \int_0^{L_\zeta} S_0(\zeta, h_{m_2}) \sum_{l=1}^2 \bar{C}_{2l}(\gamma_s, \nu_{st}; \zeta, h_{m_2}) \times$$

$$\times M_{l\theta, \varphi}(\gamma_s, \nu_{st}; \zeta, h_{m_2}, n_0) \exp \left[j \left(k \vec{i}_R r(\zeta, h_{m_2}) - \gamma_s (\zeta - \zeta_{m_1}) \right) \right] d\zeta. \quad (30)$$

Если число элементов вдоль координаты ζ бесконечно (поверхность уходит на бесконечность), то вместо суммы в (30) предельным переходом $L_\zeta \rightarrow \infty$ получим интеграл по непрерывной переменной γ . Интегралы в (30) могут быть вычислены численным методом или асимптотически. Сложность применения равномерной асимптотики заключается в том, что при возникающих в этом случае комплексных значениях ζ и ν невозможно определить $\bar{C}_{2l}$ численными методами. Чтобы обойти эту трудность, воспользуемся неравномерной асимптотикой относительно этих коэффициентов разложения. Точки стационарной фазы интегралов (30) определяются уравнением

$$\gamma_s = k \vec{i}_R r_\zeta(\zeta, h_{m_2}). \quad (31)$$

Функция ζ в правой части уравнения ограничена по модулю и непрерывна. Поэтому она имеет экстремум в некоторой точке $\zeta = \zeta_0$. При

$$|\gamma_s| \leq k \left| \vec{i}_R r_\zeta(\zeta_0, h_{m_2}) \right|$$

уравнение (31) имеет два вещественных корня $\zeta_{1s} \leq \zeta_0 \leq \zeta_{2s}$. При

Формулы (20)–(28) позволяют выполнить расчет всех необходимых величин непосредственно через компоненты метрического тензора и тензора кривизны поверхности в исходной системе координат на поверхности ФАР ζ, h , не прибегая к построению системы поверхностных координат ξ, η . Это существенно упрощает вычисления, поскольку устраняет необходимость решения дифференциального уравнения в частных производных первого порядка для $\eta(\zeta, h)$, которое необходимо искать в противном случае при каждом значении параметров γ и ν , входящих в коэффициенты этого уравнения [4]. Двойной интеграл в бесконечных пределах в (13) вычислим методом стационарной фазы [15]. Единственная точка стационарной фазы¹

$$h_{st} = h_{m_2}, \quad \nu_{st} = k \vec{i}_R r_h(\zeta, h_{m_2}); \quad (29)$$

определитель матрицы вторых частных производных фазовой функции равен $-k^{-2}$ и в результате

$$|\gamma_s| > k \left| \vec{i}_R r_\zeta(\zeta_0, h_{m_2}) \right|$$

уравнение имеет два комплексных корня. При построении равномерной асимптотики интеграла с двумя точками стационарной фазы используются значения подынтегральной функции в этих точках. Положим $\bar{\zeta}_{is} = \zeta_{is}$, если точки ζ_{is} ($i = 1, 2$) вещественные, и $\bar{\zeta}_{is} = \zeta_0$, если они комплексные, и будем вычислять $\bar{C}_{2l}(\gamma_s, \nu_{st}; \zeta_{is}, h_{m_2})$ в этих точках. Остальные функции будем вычислять в стационарных точках, что можно сделать, если поверхность и координаты излучателей заданы с помощью аналитических функций. Однако, получение равномерной асимптотики дополнительно усложняется тем, что кроме двух точек стационарной фазы имеются еще полюса подынтегральной функции (18) в нулях функции Эйри и ее производной, которые при определенных значениях параметров (углах точки наблюдения и больших значениях $|\gamma_s|$) могут приблизиться к точке слияния ζ_0 . Обозначим t_k ($k = 1, 2, \dots$)

¹ Нижний индекс ζ, h у радиус-вектора здесь и далее означает частную производную по соответствующей координате.

нули функции Эйри $w(t) = 0$ и ее производной $w'(t) = 0$, расположенные в общем порядке возрастания по модулю. Соответствующие им полюса $\zeta_k^{(s)}$ определяются из уравнений

$$t_{\xi}(\zeta_k^{(s)}, h_{m_2}, \gamma_s, v_{st}) = t_k.$$

Равномерную асимптотику интегралов выразим через значения амплитудного множителя и фазовой функции в стационарных точках $\zeta_{is}(\gamma_s, \vec{i}_R)$ и полюсах $\zeta_k^{(s)}(\gamma_s, \vec{i}_R)$, обобщив известное выражение [16] на случай нескольких полюсов:

$$\begin{aligned} f_{\theta, \varphi}(\vec{i}_R, \zeta_{m_1} h_{m_2}) &= \frac{k}{2L_{\zeta} \sqrt{Z_0}} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^2 S_0(\bar{\zeta}_{1s}, h_{m_2}) \bar{C}_{2l}(\gamma_s, v_{st}; \bar{\zeta}_{1s}, h_{m_2}) \exp(j\Theta_s) \times \\ &\times \left\{ A_{\theta, \varphi s}^{(l)} v(-\zeta_s) - B_{\theta, \varphi s}^{(l)} v'(-\zeta_s) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k=1}^{\infty} \text{Res} M_{l\theta, \varphi}(\gamma_s, v_{st}; \zeta_k^{(s)}, h_{m_2}, n_0) \times \right. \\ &\times \left[V(-\zeta_s, Z_{ks}) - \frac{2\sqrt{\pi}}{\zeta_s - Z_{ks}^2} (Z_{ks} v(-\zeta_s) - j v'(-\zeta_s)) \right] \Bigg\}, \end{aligned} \quad (32)$$

где функция Эйри

$$v(x) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j(x\tau + \tau^3/3)) d\tau, \quad (33)$$

$v'(x)$ — ее производная;

$$V(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(j(x\tau + \tau^3/3))}{\tau - y} d\tau, \quad \text{Im } y < 0, \quad (34)$$

— интеграл Эйри–Френеля [16] или обобщенная функция Эйри [17], другие представления которой приведены в Приложении;

$$\zeta_s = \left(\frac{3}{4} k (\Phi(\gamma_s, \zeta_{2s}) - \Phi(\gamma_s, \zeta_{1s})) \right)^{\frac{2}{3}}, \quad (35)$$

где выбирается ветвь степенной функции, для которой $\zeta_s > 0$ при отрицательных значениях

аргумента и $\zeta_s < 0$ — при мнимых значениях аргумента,

$$\Theta_s = \frac{1}{2} k (\Phi(\gamma_s, \zeta_{2s}) + \Phi(\gamma_s, \zeta_{1s})), \quad (36)$$

$$\Phi(\gamma, \zeta) = \vec{i}_R \vec{r}(\zeta, h_{m_2}) - \frac{\gamma}{k} (\zeta - \zeta_{m_1}), \quad (37)$$

$$Z_{ks} = -\frac{1}{2} (a_{ks}^{(1)} + a_{ks}^{(2)}) \pm j \frac{\sqrt{3}}{2} (a_{ks}^{(1)} - a_{ks}^{(2)}), \quad (38)$$

$$a_{ks}^{(1,2)} = \sqrt[3]{\chi_{ks} \pm \sqrt{\chi_{ks}^2 - \zeta_s^3}}, \quad (39)$$

где ветвь кубического корня выбирается из условия $a_{ks}^{(1)} a_{ks}^{(2)} = \zeta_s$, а знак в (38) — из условия $\text{Im } Z_{ks} < 0$,

$$\chi_{ks} = \frac{3}{2} k (\Phi(\gamma_s, \zeta_k^{(s)}) - \Theta_s); \quad (40)$$

$$A_{\theta, \varphi s}^{(l)} = \zeta_s^{1/4} \left[\frac{M_{l\theta, \varphi}(\gamma_s, \zeta_{st}; \zeta_{1s}, h_{m_2}, n_0)}{\sqrt{k i_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{1s})}} + \frac{M_{l\theta, \varphi}(\gamma_s, v_{st}; \zeta_{2s}, h_{m_2}, n_0)}{\sqrt{-k i_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{2s})}} \right], \quad (41)$$

$$B_{\theta, \varphi s}^{(l)} = -j \zeta_s^{-1/4} \left[\frac{M_{l\theta, \varphi}(\gamma_s, v_{st}; \zeta_{1s}, h_{m_2}, n_0)}{\sqrt{k i_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{1s})}} - \frac{M_{l\theta, \varphi}(\gamma_s, v_{st}; \zeta_{2s}, h_{m_2}, n_0)}{\sqrt{-k i_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{2s})}} \right], \quad (42)$$

Вклад вычетов $\text{Res } M_{l\theta, \varphi}$ существен, если значение γ_s , размеры ячейки решетки и направления наблюдения таковы, что имеются вещественные решения уравнения $g^{11} = 1$, определяющие участки поверхности, на которых для направ-

ления излучения, совпадающего с направлением наблюдения, возникают дифракционные лепестки. Такие участки заведомо отсутствуют при расстоянии между элементами ФАР менее половины длины волны. Если таких точек на

поверхности для данного значения параметров нет, можно положить $\text{Res } M_{l,\theta,\varphi} = 0$. В противном случае, учитывая, что

$$\frac{\partial t_\xi}{\partial \zeta} \cong m_\xi^2 \frac{dg^{11}(v_{st}(\zeta), \zeta)}{d\zeta},$$

нетрудно получить, что вычеты $\text{Res } M_{l,\theta,\varphi}$ связаны формулами (14), (17) с вычетами функций L_{ij} , N_{ij} (18), равными

$$\begin{aligned} \text{Res } L_{11} &= \frac{1}{jm_\xi t_k} \left(\frac{dg^{11}}{d\zeta} \right)^{-1} \begin{cases} 1, k = 2k' - 1 \\ 0, k = 2k' \end{cases}, \\ \text{Res } L_{21} &= 0, \\ \text{Res } L_{12} &= \frac{jx_\xi}{m_\xi^2} \left(\frac{dg^{11}}{d\zeta} \right)^{-1} \begin{cases} 1, k = 2k' - 1 \\ -1, k = 2k' \end{cases}, \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \text{Res } L_{22} &= \frac{\vec{i}_R n}{jm_\xi^3} \left(\frac{dg^{11}}{d\zeta} \right)^{-1} \begin{cases} 0, k = 2k' - 1 \\ 1, k = 2k' \end{cases}, \\ \text{Res } N_{11} &= 0, \\ \text{Res } N_{21} &= \frac{\vec{i}_R n}{jm_\xi t_k} \left(\frac{dg^{11}}{d\zeta} \right)^{-1} \begin{cases} 1, k = 2k' - 1 \\ 0, k = 2k' \end{cases}, \\ \text{Res } N_{12} &= \frac{1}{jm_\xi^3} \left(\frac{dg^{11}}{d\zeta} \right)^{-1} \begin{cases} 0, k = 2k' - 1 \\ 1, k = 2k' \end{cases}, \\ \text{Res } N_{22} &= \frac{jx_\xi \vec{i}_R n}{m_\xi^2} \left(\frac{dg^{11}}{d\zeta} \right)^{-1} \begin{cases} 1, k = 2k' - 1 \\ -1, k = 2k' \end{cases}, \end{aligned} \quad (44)$$

где $k' = 1, 2, \dots$. Значение аргумента $\zeta = \zeta_k^{(s)}$ может быть приближенно заменено на значение корня уравнения $g^{11} = 1$. Из-за быстрого экспоненциального убывания функций $v(-\zeta)$, $v'(-\zeta)$, $V(-\zeta, Z)$ при $-\zeta \gg 1$ необходимое число членов ряда вычетов в (32) обычно невелико: не превышает нескольких единиц. В (41), (42) вычисление функций идет в точках стационарной фазы, в которых

$$\vec{i}_\xi \vec{i}_R = \sqrt{g^{11}} = \sqrt{1 - \left(\vec{n} \vec{i}_R \right)^2}, \quad \vec{i}_\eta \vec{i}_R = 0,$$

поэтому формула (17) упрощается: $M_{il} = N_{il}$. Это замечание справедливо и при расчете по формуле (8); при этом также применимы выражения (18).

Формула (32) уточняет аналогичное соотношение, полученное для осесимметричного случая [7], при совпадении одной из стационарных точек и полюса, а также расширяет его на случай произвольной квазипериодической выпуклой ФАР.

Недостаток полученных выражений для частичной диаграммы элемента заключается в наличии скачка производной $\bar{C}_{2l}(\gamma_s, v_{st}(\zeta, h_{m_2}); \zeta, h_{m_2})$ при переходе стационарных точек в комплексную область. Избежать негладкости решения позволяет метод интегрирования (30), заключающийся в представлении амплитудного сомножителя в виде отрезка ряда Фурье на периоде $L_\zeta(h_{m_2})$. Поскольку амплитуда является медленной функцией ζ , число необходимых членов ряда будет невелико. Коэффициенты ряда Фурье имеют вид

$$\begin{aligned} F_{sl\theta,\varphi}^n(\vec{i}_R, \gamma_s, \zeta_{m_1} h_{m_2}) &= \\ &= \frac{1}{L_\zeta} \int_0^{L_\zeta} S_0(\zeta, h_{m_2}) \bar{C}_{2l}(\gamma_s, v_{st}(\zeta, h_{m_2}); \zeta, h_{m_2}) \times \\ &\times M_{l\theta,\varphi}(\gamma_s, v_{st}; \zeta, h_{m_2}, n_0) \exp\left(j \frac{2\pi}{L_\zeta} n \zeta\right) d\zeta. \end{aligned} \quad (45)$$

При их вычислении можно аналогично [7] использовать дискретное преобразование Фурье. Оставшееся подынтегральное выражение не имеет особенностей, так что асимптотика диаграммы элемента ФАР принимает вид

$$\begin{aligned} f_{\theta,\varphi}(\vec{i}_R, \zeta_{m_1} h_{m_2}) &= \frac{k}{2L_\zeta \sqrt{Z_0}} \times \\ &\times \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_{sl\theta,\varphi}^n(\vec{i}_R, \gamma_s, \zeta_{m_1} h_{m_2}) D_{s+n} \end{aligned} \quad (46)$$

где

$$\begin{aligned} D_s &= \left\{ \zeta_s^{1/4} v(-\zeta_s) \left[\frac{1}{\sqrt{k \vec{i}_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{1s})}} + \frac{1}{\sqrt{-k \vec{i}_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{2s})}} \right] - \right. \\ &\left. - j \zeta_s^{-1/4} v'(-v_s) \left[\frac{1}{\sqrt{k \vec{i}_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{1s})}} - \frac{1}{\sqrt{-k \vec{i}_R r_{\zeta\zeta}(\zeta_{2s})}} \right] \right\} \exp(j\Theta_s). \end{aligned} \quad (47)$$

Расчет по формуле (46) занимает несколько большее время, чем по (32), но дает лучшие результаты, так как выражения полностью аналитичны. Формула (13) и ее следствия учитывают полюса подынтегральной функции, обусловленные периодичностью антенной решетки по координате ζ . Они справедливы до тех пор, пока не проявляется периодичность антенной решетки по другой координате. Для учета полюсов, обусловленных периодичностью антенной решетки по координате h , можно провести аналогичный вывод со взаимной заменой этих координат и заменой γ на v . Выражение, учитывающее полюса обоих типов одновременно, приводится к двойной сумме в выражении типа (13) и двойному быстро осциллирующему интегралу по ζ , h , имеющему четыре точки стационарной фазы с возможностью слияния (омбилика), что существенно усложняет расчетные выражения, в то время как двойное суммирование существенно увеличивает время счета. Для случая осесимметричной квазипериодической ФАР выражения для парциальной диаграммы переходят в полученные ранее (без учета возможности слияния точек стационарной фазы и полюсов) в [7]; для выпуклой цилиндрической ФАР с периодическим размещением элементов — в аналогичные выражения, полученные ранее в [13, 14].

3. АМПЛИТУДЫ ОТРАЖЕННЫХ ВОЛН НА ВХОДЕ ЭЛЕМЕНТОВ

При произвольном возбуждении ФАР комплексные амплитуды отраженных волн выражаются через действующий коэффициент отражения $\Gamma_a(\gamma, v; \zeta_{m_1}, h_{m_2})$ при парциальном возбуждении, полученный в результате численного решения в единичной ячейке с периодическими граничными условиями [4]

$$b_{m_1 m_2} = \frac{d_\zeta d_h}{(2\pi)^2} \int_{-\frac{\pi}{d_\zeta}}^{\frac{\pi}{d_\zeta}} \int_{-\frac{\pi}{d_h}}^{\frac{\pi}{d_h}} F(\gamma, v) \Gamma_a(\gamma, v; \zeta_{m_1}, h_{m_2}) \times \exp[-j(\gamma \zeta_{m_1} + v h_{m_2})] d\gamma dv, \quad (48)$$

где

$$F(\gamma, v) = \sum_{m_1, m_2} a_{m_1, m_2} \exp[j(\gamma \zeta_{m_1} + v h_{m_2})] \quad (49)$$

— пространственный спектр распределения комплексных амплитуд падающих волн на входе излучающих элементов a_{m_1, m_2} .

Для остронаправленного излучения амплитудно-фазовое распределение падающих волн имеет вид

$$a(\zeta, h) = A(\zeta, h) \exp\left[-jk \vec{i}_R \vec{r}(\zeta, h)\right], \quad (50)$$

где $\vec{i}_R$ — единичный вектор в направлении максимума ДН ФАР, $A(\zeta, h)$ не содержит быстро меняющейся фазы. В случае гладкой функции $A(\zeta, h)$ в приближении метода стационарной фазы [7]

$$b_{m_1 m_2} \cong \Gamma_a(\gamma_s, v_s; \zeta_{m_1}, h_{m_2}) a_{m_1 m_2}. \quad (51)$$

Здесь γ_s, v_s определяются формулами (9), в которых, однако, $\vec{i}_R$ — единичный вектор направления максимума ДН ФАР. Если амплитудное распределение $A(\zeta, h)$ имеет скачок до нуля на границе возбужденной области на поверхности ФАР, то в соответствии с (51) амплитуда отраженной волны также будет иметь такой скачок. На самом деле в этом случае на границе возбужденной области имеют место осцилляции амплитуды отраженной волны и плавный переход к нулевой амплитуде в невозбужденной области. Для учета этих явлений может быть использован метод асимптотического интегрирования с учетом близости стационарной точки к границе области, сводящий вычисление к интегралу вероятности в комплексной области [15, 16]. Выражение (51) не учитывает вклада ползущих волн. Выражение, включающее этот вклад для осесимметричной квазипериодической ФАР, получено в [7], для цилиндрической ФАР произвольной формы с периодическим расположением элементов — в [13].

4. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Формулы для расчета парциальной диаграммы были апробированы на сферической осесимметричной ФАР с треугольной сеткой размещения щелевых элементов по параллелям и меридианам. Параметры ФАР: радиус поверхности $R = 3.951\lambda$, число элементов в параллелях $N_p = 24$, число параллелей $N_r = 35$, шаг которых $d_s^p = 0.327\lambda$, длина щелей $l = 0.5\lambda$. Элементы, расположенные в соседних параллелях, смещены друг относительно друга на половину углового шага. Согласование решетки выполнено в синфазном режиме для элементов в кольце $n = 12$.

На рис. 3а приведена парциальная диаграмма меридионального щелевого элемента, расположенного на параллели с углом $\vartheta_n = 72.3^\circ$, для угла наблюдения $\theta = 44.3^\circ$, соответствующего

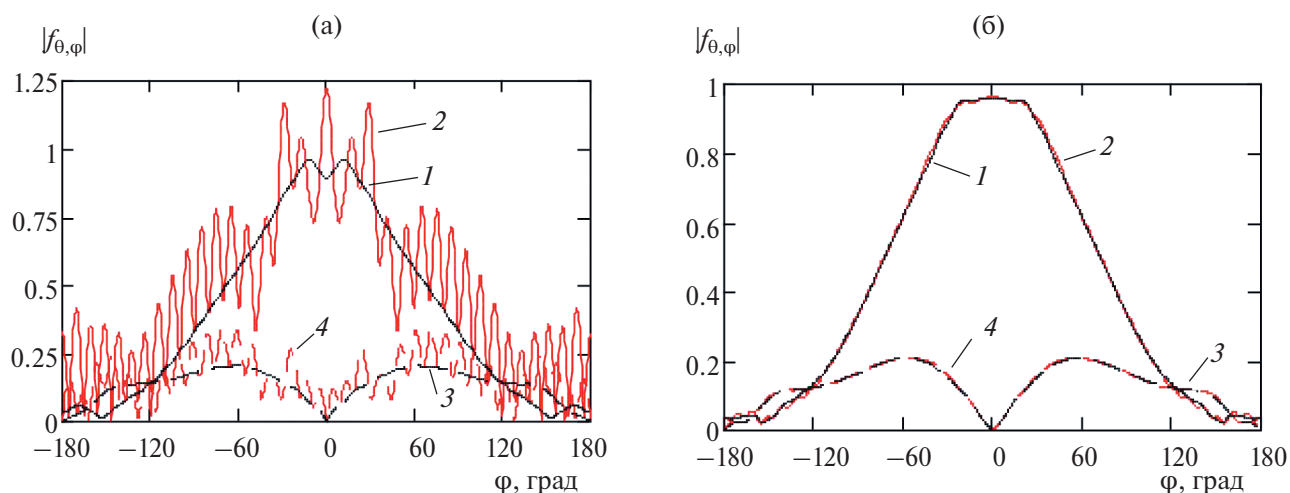


Рис. 3. Парциальная диаграмма аксиального щелевого элемента сферической ФАР, расположенного при $\vartheta_n = 72.3^\circ$, в сечениях $\theta = 44.3^\circ$ (а) и $\theta = 50^\circ$ (б) для ϕ -поляризации (1, 2) и θ -поляризации (3, 4): 1, 3 – по формуле (32); 2, 4 – по формуле (32) при $\text{Res}M = 0$.

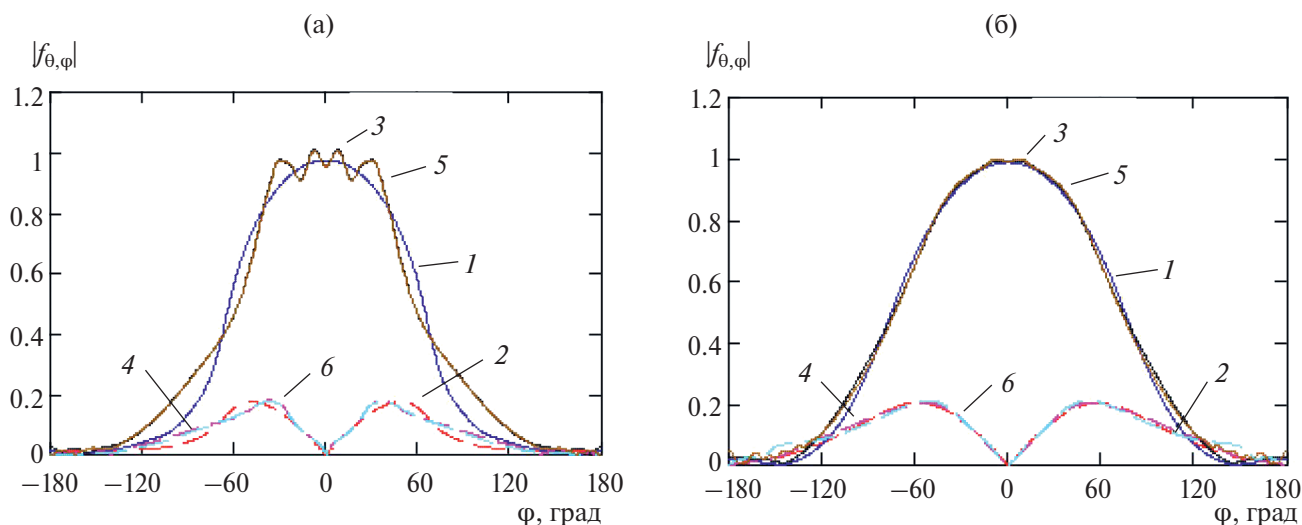


Рис. 4. Парциальная диаграмма аксиального щелевого элемента сферической антенной решетки, расположенного при $\vartheta_n = 72.3^\circ$ ($d_\varphi = 0.986\lambda$), для $\theta = 90^\circ$ (а) и $\theta = 60^\circ$ (б) для ϕ -поляризации (1, 3, 5) и θ -поляризации (2, 4, 6): 1, 2 – пространственная волна (8); 3, 4 – асимптотика интегралов (32); 5, 6 – асимптотика и ДПФ (46).

совпадению точки стационарной фазы с полюсом для гармоники с номером $s \approx kR \sin \vartheta_n$. Расчет выполнен по формуле (32) с учетом и без учета возможности совпадения точки стационарной фазы и полюса, т.е. при $\text{Res}M = 0$. Число учитываемых полюсов равно двум. Как видно, соотношения (32) позволяют устранить искажения, возникающие при совпадении точки стационарной фазы и полюса. При других, даже достаточно близких значениях параметров, например при изменении угла наблюдения θ , результаты расчета с учетом и без учета вычетов практически совпадают (рис. 3б).

На рис. 4 приведены парциальные диаграммы элемента той же антенной решетки, рассчитанные тремя методами: вклад пространственной волны (8), асимптотическое интегрирование (32) и метод разложения амплитудного множителя в ряд Фурье (46) с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Число членов ДПФ – 15. Для аксиальных щелевых элементов вклад ползущих волн проявляется наиболее сильно. Он приводит к осцилляциям на вершине парциальной диаграммы в азимутальной плоскости даже при шаге элементов меньше $\lambda/2$ (рис. 4а). При отходе от поперечной плоскости

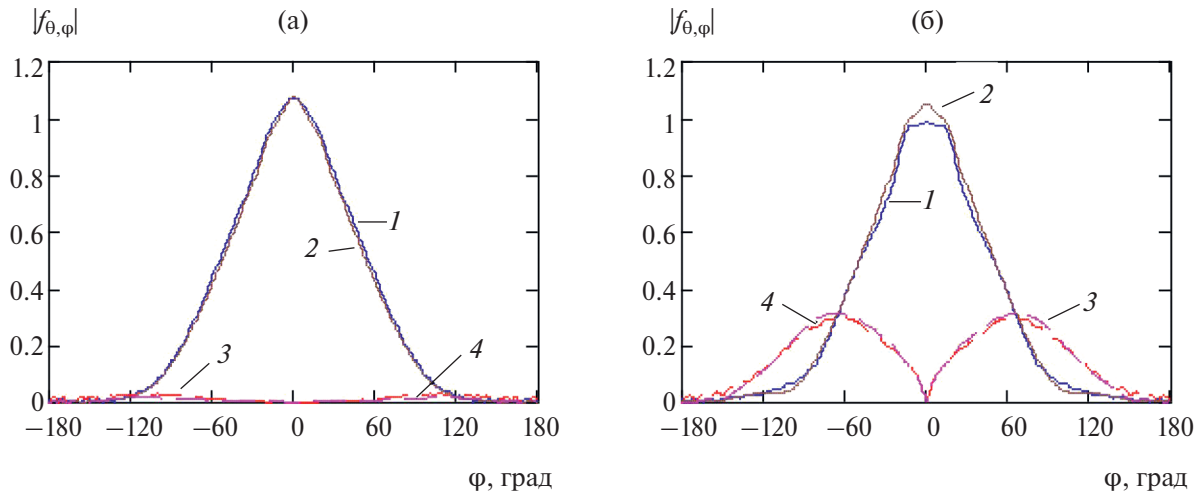


Рис. 5. Парциальная диаграмма азимутального щелевого элемента конической антенной решетки при $\theta = 90^\circ$ (а) и $\theta = 60^\circ$ (б) для ϕ -поляризации (1, 2) и θ -поляризации (3, 4): 1, 2 — строгий метод; 3, 4 — асимптотика и ДПФ (46).

ползущие волны не проявляются и все три метода дают близкие значения парциальной диаграммы элемента (рис. 46).

Сравнение асимптотического метода со строгим методом, основанным на разложении поля по собственным функциям с использованием осевой симметрии решетки для уменьшения порядка системы уравнений, определяющей амплитуды напряжений в щелях, [18] приведено в [7] для осесимметричной сферической ФАР. Для конической осесимметричной антенной решетки с треугольной сеткой результаты сравнения парциальной диаграммы полуволновых (одномодовых) азимутальных щелей, рассчитанной асимптотическим методом (с разложением амплитудного множителя в ряд Фурье) и строгим методом [18], приведены на рис. 5.

Угол между осью конуса и прямолинейной направляющей $\alpha = 12^\circ$; число элементов в кольце $N_\phi = 20$; электрический радиус наименьшего кольца излучателей $kr_1 \sin \alpha = 23.5$; шаг щелей по образующей $2d_r = 0.56\lambda$. Число колец конечной антенной решетки (в методе собственных функций) $N_r = 17$. Антенная решетка согласована в синфазном режиме для элементов в кольце $n = 9$. Расчет парциальных диаграмм выполнен для щели, расположенной в кольце $n = 9$ (шаг элементов $d_\phi = 1.174\lambda$), для углов наблюдения $\theta = 90^\circ$ и 60° .

В качестве более сложного примера рассмотрена коническая осесимметричная ФАР директорных элементов с треугольной сеткой, расстоянием между элементами по прямолинейной образующей $2d_r = 0.6\lambda$ и числом элементов по

направляющей окружности $N_\phi = 60$. Угол между осью вращения и образующей конической поверхности $\alpha = 12^\circ$. Расчет коэффициентов возбуждения пространственных гармоник выполнен по соотношениям работы [5]. Аксиально ориентированные ленточные вибраторы директорных излучателей расположены на высоте над экраном $h_1 = 0.232\lambda$ (активный вибратор), $h_2 = 0.348\lambda$, $h_3 = 0.522\lambda$; их длины $l_1 = 0.513\lambda$, $l_2 = 0.358\lambda$, $l_3 = 0.271\lambda$; ширины $b_1 = 0.097\lambda$, $b_{2,3} = 0.029\lambda$. Согласование ФАР выполнено для элементов, расположенных на направляющей, имеющей радиус $a_n = 11.5\lambda$, для парциального возбуждения, синфазного по направляющей и формирующего максимум излучения под углом $\theta = 70^\circ$. Парциальная диаграмма элемента в плоскости $\theta = 90^\circ$, рассчитанная как вклад только пространственной волны и путем разложения в ряд Фурье при учете 25 членов ДПФ, приведена на рис. 6.

Рассматриваемый элемент решетки расположен на направляющей радиуса $a_n = 11.5\lambda$ с шагом элементов $d_\phi = 1.2\lambda$.

На рис. 7 приведены зависимости действующего коэффициента отражения той же ФАР от азимутальной координаты излучающих элементов, расположенных на двух различных направляющих конической поверхности, при остронаправленном излучении под углом $\theta_0 = 90^\circ$. Расчет выполнен по формуле (52), полученной методом стационарной фазы.

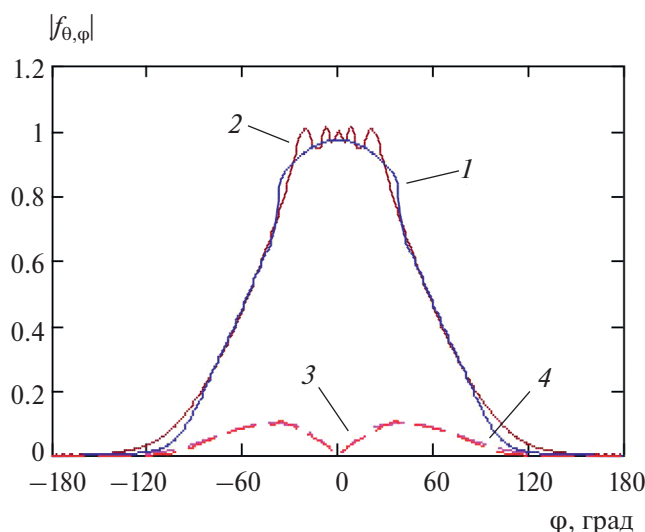


Рис. 6. Парциальная диаграмма аксиального директорного излучателя конической ФАР с треугольной сеткой (сечение $\theta = 90^\circ$); $a_n = 11.5\lambda$ для ϕ -поляризации (1, 2) и θ -поляризации (3, 4): 1, 3 – пространственная волна (8); 2, 4 – асимптотика и ДПФ (46).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получено асимптотическое выражение для электромагнитного поля в приповерхностном слое выпуклой квазипериодической фазированной антенной решетки большого размера в виде суммы ряда пространственных гармоник, коэффициенты которого находят на основе результатов численного решения уравнений электромагнитного поля при периодических граничных условиях на боковой поверхности единичной ячейки антенной решетки. Асимптотика парциальной диаграммы излучающего элемента выражена в явном виде через коэффициенты возбуждения нулевого члена ряда пространственных гармоник и коэффициенты первой и второй квадратичных форм поверхности антенной решетки в системе поверхностных координат сетки размещения излучателей. Полученные выражения могут быть использованы при создании математического обеспечения для моделирования квазипериодических выпуклых ФАР с учетом взаимодействия излучающих элементов произвольного типа на основе сочетания прямых численных методов, таких как метод конечных элементов для анализа поля в единичной ячейке ФАР, с асимптотическими формулами для определения характеристик ФАР в целом. Приведены численные результаты расчета характеристик многоэлементных сферической ФАР шелевых излучающих элементов и конической ФАР ди-

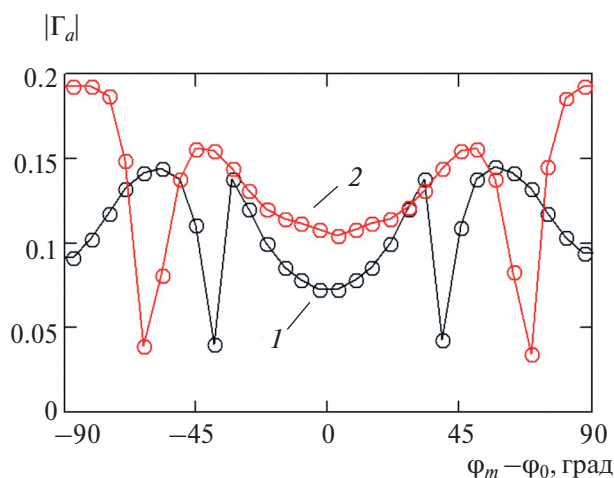


Рис. 7. Действующий коэффициент отражения конической ФАР аксиальных директорных излучателей при $\theta_0 = 90^\circ$: кривая 1 – $a_n = 11.5\lambda$ ($d_\phi = 1.2\lambda$); кривая 2 – $a_n = 9.2\lambda$ ($d_\phi = \lambda$).

ректорных излучающих элементов, подтверждающие возможность практического использования полученных соотношений. Представленные результаты согласуются с результатами строгого решения методом собственных функций.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Обобщенная функция Эйри (33) может быть также записана в виде [16]

$$V(x, y) = -2\sqrt{\pi}j \exp(jxy) \int_x^\infty \exp(-jy\tau) \upsilon(\tau) d\tau, \quad (\text{П.1})$$

или

$$V(x, y) = -2\sqrt{\pi}j \int_0^\infty \upsilon(x + \tau) \exp(-jy\tau) d\tau. \quad (\text{П.2})$$

Подставляя сюда интегральное представление для функции Эйри (32), представим обобщенную функцию Эйри в виде двойного интеграла

$$V(x, y) = -j \int_0^\infty d\tau \int_{-\infty}^\infty \exp \left[j \left(tx - \tau y + t\tau + \frac{t^3}{3} \right) \right] dt. \quad (\text{П.3})$$

Отсюда следует ее выражение через специальную функцию краевой волновой катастрофы типа C_3 [19]:

$$V(x, y) = -j I^{C_3} \left(\sqrt[3]{3}x, -\frac{y}{\sqrt[3]{3}} \right).$$

Для вычисления обобщенной функции Эйри можно использовать численное интегрирование (П.1), (П.2), методы, развитые для расчета специальных функций волновых катастроф [19], и асимптотику при больших значениях аргументов [16, 17].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воскресенский Д.И., Пономарев Л.И., Филиппов В.С. Выпуклые сканирующие антенны. М.: Сов. радио, 1978.
2. Josefsson L., Persson P. Conformal Array Antenna Theory and Design. Hoboken: John Wiley and Sons Inc., 2006.
3. Caronti A., Celentano S., Immediata S. et al. // 2016 IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST). Waltham. 15-8 Oct. N.Y.: IEEE, 2016. Article No. 7832540.
4. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции. М.: Радиотехника, 2015.
5. Инденбом М.В. // РЭ. Т. 67. № 6. 2022. С. 546.
6. Инденбом М.В. // Антенны. 2017. Вып. 3. С. 3.
7. Инденбом М.В. // Журн. радиоэлектроники. № 9. 2020. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.9.2>
8. Инденбом М.В. // Антенны. 2018. Вып. 1. С. 9.
9. Jin J. Finite Element Method in Electromagnetics. N.Y.: Wiley, 2002.
10. Kogon A.J., Sarris C.D. // IEEE Antennas & Propagation Magazine. 2022. № 3. P. 59.
11. Fulton C.J., Maikamali A. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. № 3. P. 132.
12. Фельд Я.Н., Бененсон Л.С. Основы теории антенн. М.: Дрофа, 2007.
13. Инденбом М.В., Филиппов В.С. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. Т. 21. № 2. 1978. С. 22.
14. Инденбом М.В., Филиппов В.С. // РЭ. 1978. Т. 23. № 8. С. 1616.
15. Федорюк М.В. Асимптотика. Интегралы и ряды. М.: Наука, 1987.
16. Анютин А.П., Боровиков В.А. Равномерные асимптотики интегралов от быстроосциллирующих функций с особенностями внеэкспоненциального множителя. Препринт АН СССР: Ин-т радиотехники и электроники. № 42 (414). 1984.
17. Орлов Ю.И. // РЭ. Т. 21. № 1. 1976. С. 62.
18. Инденбом М.В., Скуратов В.А. // Радиотехника. 2021. № 5. С. 117.
19. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Палкин Е.А., Растягаев Д.С. // РЭ. 2006. Т. 51. № 10. С. 1155.

A COMBINATION OF ASYMPTOTIC AND NUMERICAL METHODS IN CALCULATING THE CHARACTERISTICS OF A CONVEX QUASI-PERIODIC PHASED ANTENNA ARRAY WITH ACCOUNT THE INTERACTION OF ELEMENTS OF AN ARBITRARY TYPE

M. V. Indenbom

All-Russian Research Institute of Radio Engineering, st. Bolshaya Pochtovaya, 22, Moscow, 105082 Russia

E-mail: mindenbom@mail.ru

Approximate asymptotic expressions are obtained for the partial radiating elements pattern and the active reflection coefficient of a large-sized quasi-periodic convex phased array antenna (PAA), using as a basis the results of a numerical solution for the electromagnetic field in a single PAA cell under periodic boundary conditions on the lateral surface of the cell. These expressions can be used to create mathematical software for modelling such phased arrays, taking into account the interaction of radiating elements, based on a combination of direct numerical methods, such as the finite element method, to analyse the field in a single cell of the phased array with the calculation of the characteristics of the phased array as a whole using analytical asymptotic expressions. Numerical results of applying the method are presented for calculating the characteristics of multi-element spherical phased array of slot radiating elements and conical phased array of slot and director radiating elements.

Keywords: partial radiating elements pattern, convex phased array antenna, interaction of elements, finite element method, asymptotic expressions

СТАТИСТИЧЕСКАЯ
РАДИОФИЗИКА

УДК 621.396, 621.396

ФЛУКТУАЦИИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ОЦЕНОК ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ШУМОВЫХ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

© 2024 г. В. И. Калинин*, О. А. Бышевский-Конопко

*Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация*

**E-mail: val.kalinin@mail.ru*

Поступила в редакцию 21.11.2022 г.

После доработки 18.07.2023 г.

Принята к публикации 25.07.2023 г.

Проведен статистический анализ корреляционных флуктуаций при передаче информации с применением расширения спектра на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией. Дискретная информация вносится в результате интерференции опорного шумового сигнала и задержанного шумового сигнала, который модулируется противоположными по знаку двоичными символами. Проведен численный расчет корреляционных и спектральных характеристик при передаче информации в канале с аддитивным гауссовским белым шумом. Обнаружено асимптотическое ограничение для девиации корреляционных флуктуаций вследствие внутрисистемных помех. Показана возможность уменьшения флуктуаций корреляционного эффекта при передаче информации на основе непрерывных шумовых сигналов с временными окнами.

Ключевые слова: шумовая связь, расширенный спектр, оконный метод, спектральная модуляция, корреляционная оценка

DOI: 10.31857/S0033849424010044, **EDN:** LADQJI

ВВЕДЕНИЕ

Системы радиосвязи используют технологии расширения спектра для повышения помехоустойчивости при передаче дискретной информации с высокой скоростью в каналах, подверженных воздействию помех и многолучевому распространению [1–5]. Шумовые хаотические системы радиосвязи с расширением спектра характеризуются скрытой передачей информации в беспроводных каналах со сложными условиями распространения [6–11]. Сверхширокополосные (СШП) шумовые системы используют относительные методы передачи так, что в канал радиосвязи одновременно поступают информационный и опорный шумовые сигналы с разделением во времени, по частотному спектру или по ортогональным поляризациям [5, 12–14]. В шумовых системах с разделением сигналов во времени осуществляется суперпозиция между опорным шумовым сигналом и задержанным сигналом, умноженным на значение двоич-

ных символов в потоке передаваемой информации [7]. Задержка информационного шумового сигнала производится в линии задержки на время, значительно превышающее время когерентности [12]. Спектральная плотность мощности суммарного шумового сигнала приобретает периодическую модуляцию по частоте, период которой обратно пропорционален сдвигу во времени информационного сигнала [14].

В процессе автокорреляционной обработки происходит обратное сжатие шумовых СШП-сигналов со спектральной модуляцией в полосу частот информационных символов с последующим выделением передаваемых сообщений [15, 16]. Альтернативным методом обработки шумовых сигналов со спектральной модуляцией является двойной спектральный анализ, в результате которого определяется корреляционный пик со сдвигом во времени, равным задержке информационного шумового сигнала [17, 18].

Энергия несущих шумовых сигналов изменяется случайным образом в потоке передаваемой информации. При исследовании помехоустойчивости шумовых систем передачи информации возникает проблема корреляционных оценок с нестационарными характеристиками [3, 19].

В данной работе выполнен статистический анализ нестационарных корреляционных оценок и показана возможность уменьшения флуктуаций корреляционного эффекта при передаче информации на основе шумовых СШП-сигналов с временными окнами.

1. ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

Передача дискретной информации производится на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией [14]. От источника 1 в передатчике (рис. 1а) шумовые хаотические сигналы $x(t)$ с равномерным спектром поступают на вход полосно-пропускающего фильтра 2 в диапазоне частот от нижней $f_n = 3100$ МГц до верхней $f_v = 4100$ МГц со средней частотой $f_0 = 3600$ МГц. Время когерентности шумового сигнала $y(t)$ на выходе полосового фильтра обратно пропорционально его полосе пропускания $\Delta f = 1000$ МГц и составляет величину $\tau_c \approx 1/\Delta f = 1$ нс.

С выхода полосового фильтра в передатчике несущий сигнал $y(t)$ разделяется на инфор-

мационный и опорный каналы (см. рис. 1а). В информационном канале шумовой сигнал $y(t)$ задерживается линией задержки 3 на время $T = 6$ нс, которое превышает время его когерентности $\tau_c = 1$ нс. Задержанный сигнал $y(t - T)$ умножается на противоположные значения $b_l = \pm 1$ информационных символов с номерами $l = 1, 2, 3, \dots, N$ и поступает в виде $b_l y(t - T)$ на вход сумматора, на другой вход которого следует опорный сигнал $y(t)$. В линейном сумматоре происходит суперпозиция между опорным сигналом и задержанным информационным сигналом в виде

$$z_l(t) = y(t) + b_l y(t - T). \quad (1)$$

При передаче информации относительным методом задержанный сигнал $b_l y(t - T)$, модулированный противоположными символами, поступает в линию связи вместе с опорным сигналом $y(t)$. Временная реализация суммарного шумового сигнала $z_l(t)$ в линии связи не отличается по внешнему виду от флуктуационного шума в той же полосе частот (рис. 2).

Спектр мощности суммарного шумового сигнала $z_l(t)$ модулирован периодической функцией в виде

$$\hat{S}_z(f) = 2\hat{S}_y(f)[1 + \cos(2\pi fT + \pi(1 - b_l)/2)], \quad (2)$$

где $\hat{S}_z(f)$ и $\hat{S}_y(f)$ — случайные оценки за время следования T_b битов для спектров

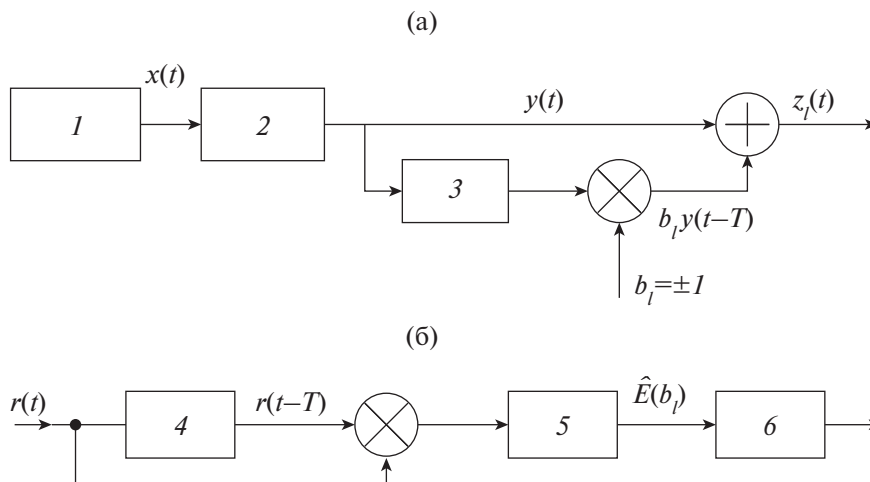


Рис. 1. Функциональные схемы передатчика (а) и приемника (б) в системе передачи информации с противоположными шумовыми сигналами: 1 — источник шумового сигнала; 2 — полосовой фильтр; 3, 4 — задержка; 5 — интегратор; 6 — пороговое устройство.

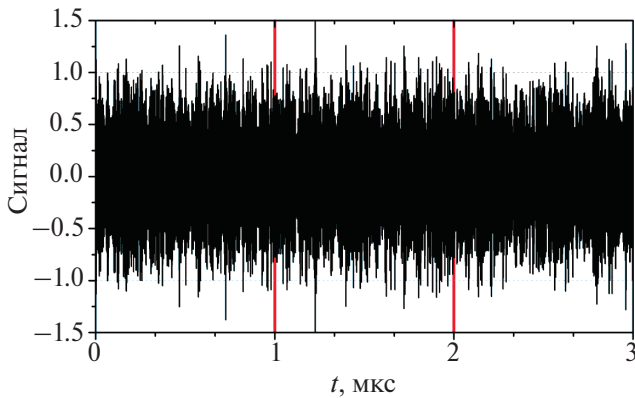


Рис. 2. Временная реализация суммарного шумового сигнала в линии связи при передаче противоположных информационных битов.

мощности суммарного (1) и опорного $y(t)$ сигналов соответственно.

В результате линейной суперпозиции (1) некогерентных между собой информационного $b_l y(t - T)$ и опорного $y(t)$ сигналов, если задержка T значительно превышает время когерентности $\tau_c \approx 1 / (\Delta f)$ и выполняется условие

$$T \gg \tau_c \text{ или } T \Delta f \gg 1, \quad (3)$$

спектральная плотность мощности (2) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты с периодом, равным $F_m = 1 / T$. Из соотношений (3) вытекает условие $\Delta f \gg F_m$. В полосе частот Δf шумового сигнала помещается много периодов F_m спектральной модуляции. Тонкая интерференционная картина в спектре (2) для суммарного шумового сигнала (1), посту-

павшего в линию связи при передаче двоичных символов $b_l = \pm 1$, показана на рис. 3а, 3б.

Из сравнения спектров на рис. 3а и 3б следует, что периодическая модуляция для спектра $\hat{S}_z(f)$ смещается на половину периода $F_m/2 = 1/2T = 83.33$ МГц согласно выражению (2) при передаче противоположных символов $b_l = \pm 1$.

Мощность суммарного шумового сигнала $z_l(t)$ определяется его дисперсией

$$\sigma_z^2 = 2\sigma_y^2(1 + b_l R_y(T)),$$

где $R_y(T)$ — коэффициент корреляции со сдвигом T для несущего сигнала $y(t)$. При выполнении условия (3) можно пренебречь величиной $2b_l \sigma_y^2 R_y(T) \approx 0$. Тогда мощность суммарного сигнала $z_l(t)$ можно принять равной удвоенной мощности $\sigma_z^2 \approx 2\sigma_y^2$ несущего сигнала $y(t)$.

Поток двоичных символов $b_l = \pm 1$ с периодом следования T_b занимает полосу частот $F_b \approx 1/T_b$. В результате спектральной модуляции происходит расширение спектра информационных сообщений до полосы частот Δf суммарного сигнала $z_l(t)$, поступающего в линию связи. Коэффициент расширения спектра задается отношением $B = \Delta f / F_b$ и составляет величину $B = 1000$ при передаче данных со скоростью $C_b = 1 / T_b = 1$ Мб/с на основе сигналов $z_l(t)$ в полосе частот $\Delta f = 1000$ МГц. Произведение полосы частот Δf и длительности бита T_b определяет базу $B = \Delta f T_b$ передаваемых сигналов, от величины которой зависит интенсивность корреляционных флуктуаций.

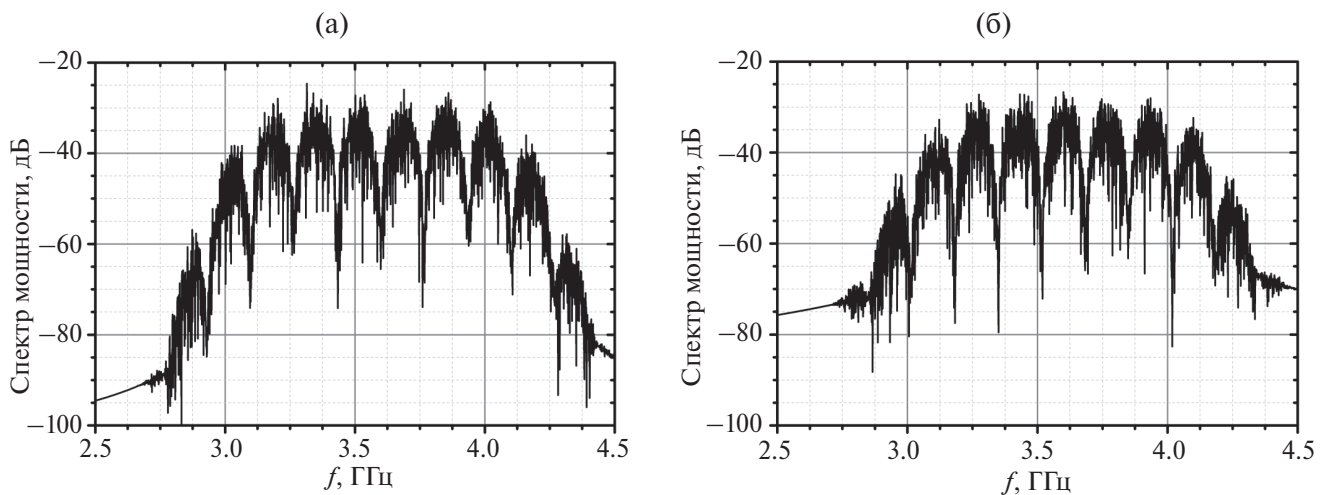


Рис. 3. Смещение интерференционной картины в спектре при передаче положительного “+1” (а) и отрицательного “-1” (б) символов.

2. КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ОЦЕНКИ

Суммарный сигнал $z_l(t)$ передается в канале связи с аддитивным гауссовым белым шумом (АГБШ) $n(t)$. На входе приемника присутствует смесь передаваемых шумовых сигналов с помехой:

$$r_l(t) = z_l(t) + n(t) = [y(t) + b_l y(t - T)] + n(t). \quad (4)$$

Мы рассматриваем АГБШ-помеху $n(t)$ в той же полосе частот Δf , что и у опорного шумового сигнала $y(t)$. Корреляционная функция $k_n(\tau) = \sigma_n^2 R_n(\tau)$ для внешней помехи зависит от коэффициента корреляции $R_n(\tau)$ и мощности σ_n^2 помехи. При выполнении условия (3) отношение сигнал/помеха в канале связи определяется в виде

$$q = \sigma_z^2 / \sigma_n^2 \approx 2\sigma_y^2 / \sigma_n^2. \quad (5)$$

Отношение (5) можно использовать для характеристики энергетической скрытности системы связи [5, 15]. Соотношение между q в канале (5) и отношением сигнал/помеха на один бит $q_B = \sigma_z^2 T_b / N_n$ ($N_n = \sigma_n^2 / \Delta f$ — спектральная плотность внешней помехи) дается в виде

$$q_B = q \Delta f T_b = qB.$$

В результате автокорреляционной обработки в приемнике (см. рис. 1б) за время следования T_b каждого бита осуществляется обратное сжатие спектра передаваемых шумовых сигналов $z_l(t)$ со спектральной модуляцией $\hat{S}_z(f)$ в полосе частот $F_b \approx 1/T_b$ информационных сообщений. Длительность задержки 4 в корреляторе приемника соответствует задержке T информационного сигнала $b_l y(t - T)$ в передатчике. Статистическая оценка $\hat{E}(b_l)$ на выходе интегратора в приемнике определяется в виде корреляционного интеграла:

$$\hat{E}(b_l, T) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l + T_b} r_l(t) r_l(t - T) dt, \quad (6)$$

где $t_l = t_0 + (l - 1)T_b$ — начальный момент времени при поступлении b_l бита с номером $l = 1, 2, 3, \dots, N$. Характеристика (6) является случайной корреляционной оценкой, усредненной за время следования T_b каждого бита.

Корреляционный эффект (6) на выходе интегратора 5 для поступившего сигнала (4) при

равных задержках в передатчике и приемнике вычисляется по выражению

$$\begin{aligned} \hat{E}(b_l, T) = & b_l (\hat{k}_y(0) + \hat{k}_y(2T)) + \\ & + 2\hat{k}_y(T) + \hat{k}_n(T) + \\ & + b_l \hat{k}_{yn}(0) + 2\hat{k}_{yn}(T) + b_l \hat{k}_{yn}(2T). \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь $\hat{k}_y(\tau)$ и $\hat{k}_n(\tau)$ — случайные оценки, вычисленные за время T_b следования b_l -бита, для корреляционных функций несущего шумового сигнала $y(t)$ и помехи $n(t)$ со сдвигом $\tau = 0, T, 2T$:

$$\begin{aligned} \hat{k}_y(\tau) = & \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l + T_b} y_l(t) y_l(t + \tau) dt, \\ \hat{k}_n(\tau) = & \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l + T_b} n_l(t) n_l(t + \tau) dt. \end{aligned} \quad (8)$$

Полезный эффект на выходе корреляционного приемника зависит от первого слагаемого $b_l \hat{k}_y(0)$ в формуле (7), отвечающего случайной оценке для мощности несущего сигнала со сменой знака $b_l \hat{k}_y(0) = \pm \hat{\sigma}_y^2(b_l)$ при поступлении противоположных битов $b_l = \pm 1$.

Истинное значение корреляционного эффекта на выходе интегратора 5 определяется математическим ожиданием оценки

$$E(b_l) = b_l M \{ \hat{k}_y(0) \} = b_l \sigma_y^2, \quad (9)$$

которое зависит от средней мощности σ_y^2 шумового сигнала $y(t)$. Смена знака для истинного значения (9), происходящая синхронно темпу следования битов $b_l = \pm 1$, свидетельствует о возможности однозначного восстановления передаваемой информации в приемнике [2, 3]. Второе и третье слагаемые в формуле (7) являются случайными оценками автокорреляции $b_l \hat{k}_y(2T)$ и $2\hat{k}_y(T)$ со сдвигом $2T$ и T для сигнала $y(t)$. Собственные помехи в системе определяются суммой флуктуационных составляющих корреляционных оценок в формуле (7) для несущего сигнала $y(t)$ за вычетом истинного значения в виде

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_y(b_l, T) = & b_l [\hat{k}_y(0) - \sigma_y^2] + \\ & + b_l \hat{k}_y(2T) + 2\hat{k}_y(T), \end{aligned} \quad (10)$$

которые зависят от информационной задержки T и значения передаваемого символа $b_l = \pm 1$ в потоке битов. Внутрисистемные помехи

$\hat{\Psi}_y(b_l, T)$ определяются флуктуациями мощности $b_l \left(\hat{\sigma}_y^2(b_l) - \sigma_y^2 \right)$ несущего шумового сигнала в сумме с флуктуациями корреляционных оценок $b_l \hat{k}_y(2T)$ и $2\hat{k}_y(T)$. Влияние внутрисистемных помех (10) с ненулевым средним значением приводит к случайному изменению и нестационарному смещению корреляционного эффекта (7) на выходе интегратора 5 в приемнике. Внутрисистемные помехи (10) оказывают маскирующее воздействие на приемник в течение всего сеанса передачи данных как в отсутствие, так и при наличии внешних помех в канале.

Четвертое слагаемое $\hat{k}_n(T)$ в соотношении (7) является случайной оценкой для корреляционной функции внешней помехи $n(t)$ со сдвигом $\tau = T$. Полагая, внешние помехи $n(t)$ согласованы по спектру в той же полосе частот $\Delta f_n \approx \Delta f$, что и для несущего шумового сигнала $y(t)$. Для широкополосных помех $n(t)$ с малым временем когерентности $\tau_n \approx 1 / \Delta f_n$ относительно задержки T выполняется условие $T \gg \tau_n$, подобное требованию (3) к задержке для информационного сигнала. В результате усреднения за время следования T_b каждого бита в корреляционном приемнике происходит эффективное подавление внешних помех до низкого уровня боковых выбросов со сдвигом T для оценки корреляционной функции $\hat{k}_n(T)$ внешних помех.

При вычислении корреляционного интеграла (6) следует учитывать случайные оценки $\hat{k}_{yn}(\tau)$ со сдвигом $\tau = 0; T; 2T$ в виде

$$\hat{k}_{yn}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{t_i}^{t_i+T_b} y_l(t) n_l(t + \tau) dt, \quad (11)$$

которые определяются интегралом от произведения шумового сигнала $y(t)$ и внешней помехи $n(t+\tau)$ на интервале следования b_l -бита. Мультипликативные оценки $\hat{k}_{yn}(\tau)$ являются малыми случайными величинами с нулевым средним значением при условии статистической независимости шумового сигнала $y(t)$ и внешней помехи $n(t)$. Мультипликативные помехи в виде

$$\hat{\Psi}_{yn}(b_l, T) = b_l \hat{k}_{yn}(0) + 2\hat{k}_{yn}(T) + b_l \hat{k}_{yn}(2T) \quad (12)$$

определяются суммой оценок (11) и содержатся в правой части выражения (7).

Внешние $\hat{k}_n(T)$ и внутрисистемные помехи $\hat{\Psi}_y(b_l, T)$ совместно с мультипликативными

$\hat{\Psi}_{yn}(b_l, T)$ помехами приводят к возрастанию флуктуаций корреляционного эффекта $\hat{E}(b_l, T)$ на выходе приемника по мере увеличения скорости передачи данных $C_b = 1/T_b$.

3. ФЛУКТУАЦИИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ОЦЕНОК

Флуктуации случайных оценок (7) приводят к ошибкам при измерении корреляционного эффекта на выходе приемника в шумовой системе радиосвязи. Ошибки при корреляционной обработке шумовых сигналов (4) разделяются на два вида. Ошибки *первого* вида возникают вследствие случайного разброса значений $\hat{E}(b_l)$ корреляционных оценок, измеренных по разным выборкам $r_l(t)$ принимаемых шумовых сигналов за конечное время длительности T_b каждого бита b_l . Носителями информации в системе связи являются широкополосные шумовые сигналы со спектральной модуляцией. По этой причине неизбежны случайные ошибки в процессе корреляционной обработки при переходе от одной выборки шумового сигнала $r_l(t)$ к другой в потоке битов. Ошибки *второго* вида являются систематическими и появляются в виде нестационарного смещения корреляционного эффекта на выходе интегратора 5 в приемнике. Среднее значение корреляционного эффекта (7) вычисляется в виде математического ожидания:

$$M \{ \hat{E}(b_l) \} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} M \{ r_l(t) r_l(t + T) \} dt = \quad (13)$$

$$= b_l \sigma_y^2 + b_l k_y(2T) + 2k_y(T) + k_n(T).$$

Здесь первое слагаемое $b_l \sigma_y^2$ определяет истинное значение $E(b_l)$ корреляционного эффекта при восстановлении бита b_l ; остальные слагаемые характеризуют фиксированное смещение корреляционной оценки (7) относительно истинного значения (9). Соотношение (13) справедливо при условии статистической независимости между несущим шумовым сигналом $y(t)$ и аддитивной помехой $n(t)$. Тогда мультипликативные составляющие (12) в формуле (7) обнуляются при усреднении по ансамблю. Смещение корреляционной оценки (7) в потоке битов b_l определяется математическим ожиданием оценки (13) за вычетом истинного значения (9):

$$\Delta E(b_l) = M \{ \hat{E}(b_l) \} - b_l \sigma_y^2 = \quad (14)$$

$$= b_l k_y(2T) + 2k_y(T) + k_n(T).$$

Нестационарное смещение (14) зависит от значения $b_l = \pm 1$ поступающего бита и определяется боковыми выбросами корреляционных функций для несущего сигнала и помехи с аргументом, равным либо кратным информационной задержке T . Мы полагаем АГБШ помеху $n(t)$ в широкой полосе частот Δf_n такой же, как для несущего сигнала $y(t)$. Нестационарное смещение (14) уменьшается при увеличении информационной задержки $T \gg \tau_c, \tau_n$ относительно времени когерентности $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$ для несущего сигнала $y(t)$ и $\tau_n \approx 1/(\Delta f_n)$ для внешней помехи $n(t)$. Смещение (14) сохраняется вследствие внутрисистемных помех (10) даже при отсутствии внешних помех в канале связи, когда слагаемое $k_n(T) = 0$.

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШУМОВОЙ СИСТЕМЫ

Численное моделирование шумовой системы с различной скоростью передачи информации выполнено при использовании несущих шумовых СШП-сигналов двух видов: с прямоугольным спектром и с временным окном для уменьшения флуктуаций корреляционных оценок [22]. При формировании несущих сигналов в полосе $\Delta f = 1000$ МГц используются полосно-пропускающие фильтры 2 (рис. 1а) двух типов: с прямоугольной амплитудной частотной характеристикой (АЧХ) и с конечной импульсной (КИХ). Представление шумовых сигналов $x(t)$ на входе и $y(t)$ на выходе полосовых фильтров производится дискретными отсчетами $x(k)$

и $y(k)$, которые следуют во времени $t(k) = kd$ с шагом $d = 1/(8f_0) \approx 0.035$ нс, составляющим одну восьмую часть от периода колебаний на средней частоте $f_0 = 3600$ МГц.

Импульсная характеристика (ядро) идеального прямоугольного фильтра определяется в дискретном времени $t(m) = md$ в виде разности функций [21]:

$$h_p(m) = \frac{\sin(2\pi F_B m)}{m\pi} - \frac{\sin(2\pi F_H m)}{m\pi}, \quad (15)$$

где $F_H = f_H d$, $F_B = f_B d$ — нижняя и верхняя нормированные частоты в полосе пропускания фильтра. На рис. 4а представлен график ядра $h_p(m)$ из $M = 256$ дискретных отсчетов с высокими боковыми выбросами во временной области.

Коэффициенты $h(m)$ конечной импульсной характеристики для полосового фильтра 2 (рис. 1а) вычисляются в результате перемножения ядра $h_p(m)$ с функцией временного окна $w(m)$ по выражению

$$h(m) = w(m)h_p(m). \quad (16)$$

Для ограничения длины и сглаживания вредных пульсаций конечной импульсной характеристики (16) используется четырехзвенное окно Блэкмана–Харриса с функцией временного окна $w(m)$ в виде [22]

$$w(m) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi m}{M}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi m}{M}\right), \quad (17)$$

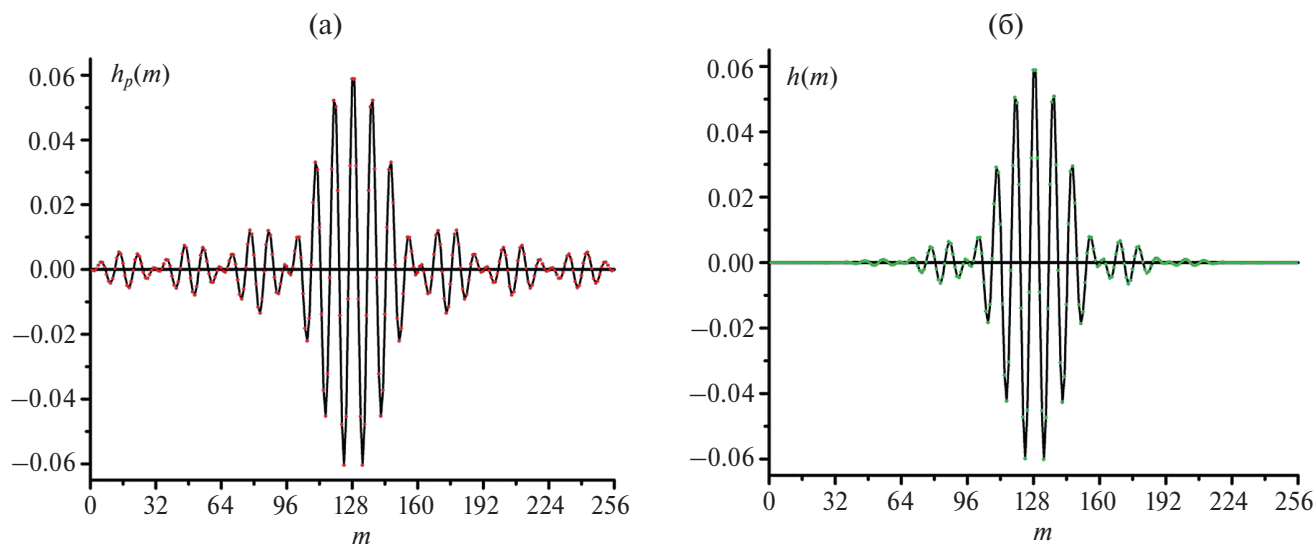


Рис. 4. Импульсная характеристика идеального фильтра (а) и полосового фильтра с конечной импульсной характеристикой (б); m — номер отсчета.

где $a_0 = 0.35875$, $a_1 = 0.48829$, $a_2 = 0.14128$, $a_3 = 0.01168$. Импульсная характеристика, рассчитанная согласно (15)–(17) и построенная на рис. 4б для полосового фильтра с временным окном, ограничена по длительности, имеет низкий уровень боковых выбросов по сравнению с ядром на рис. 4а для идеального фильтра с такой же полосой пропускания. Длительность временного окна $T_d = Md = 8.88$ нс превышает задержку $T = 6$ нс информационного сигнала и время его когерентности $\tau_c = 1$ нс. На выходе полосового фильтра формируется дискретный во времени шумовой сигнал в виде свертки на длине временного окна:

$$y(k) = \sum_{m=1}^M h(m)x(k-m). \quad (18)$$

Каждый отсчет $y(k)$ определяется суммой (18) из $m = 1, 2, \dots, M$ отсчетов исходного сигнала $x(k-m)$, взятых с весом $h(m)$ в окне из $M = 256$ отсчетов.

Суммарный сигнал и внешняя помеха в канале связи представляются дискретными отсчетами:

$$r_l(k) = [y(k) + b_l y(k-L)] + n(k). \quad (19)$$

Корреляционная оценка $\hat{E}(b_l)$ на выходе приемника вычисляется подобно интегралу (6) усреднением по дискретному времени $t(k) = kd$ в виде суммы:

$$\hat{E}(b_l) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K r_l(k)r_l(k+L), \quad (20)$$

где $K = T_b/d$ – количество отсчетов с шагом d на длине T_b реализации $r_l(k)$ принимаемого сигнала (19) при передаче каждого бита, $L = T/d = 171$ – количество отсчетов на времени $T = 6$ нс информационной задержки.

Среднее отклонение σ_E корреляционного эффекта $\hat{E}(b_l)$ на выходе интегратора 5 в приемнике относительно истинных значений $E(b_l) = b_l \sigma_y^2$ в потоке двоичных битов $b_l = \pm 1$ определяется усреднением по ансамблю в виде [21]

$$\sigma_E = \left[\frac{1}{N} \sum_{l=1}^N [\hat{E}(b_l) - b_l \sigma_y^2]^2 \right]^{1/2}. \quad (21)$$

Количество равновероятных по знаку битов в сообщении составляет $N = 10^6$.

5. ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Случайные отклонения нормированного корреляционного эффекта $\hat{E}(l) / \sigma_y^2$ на выходе интегратора в приемнике относительно истинных значений показаны на рис. 5а, 5б при передаче противоположных битов $b_l = \pm 1$ со скоростью $C = 1$ Мб/с на основе несущих шумовых СШП-сигналов с временными окнами.

База несущих сигналов составляет $B = \Delta f T_b = 1000$. Влияние внутрисистемных помех (10) приводит к собственным флуктуациям корреляционного эффекта, девиация

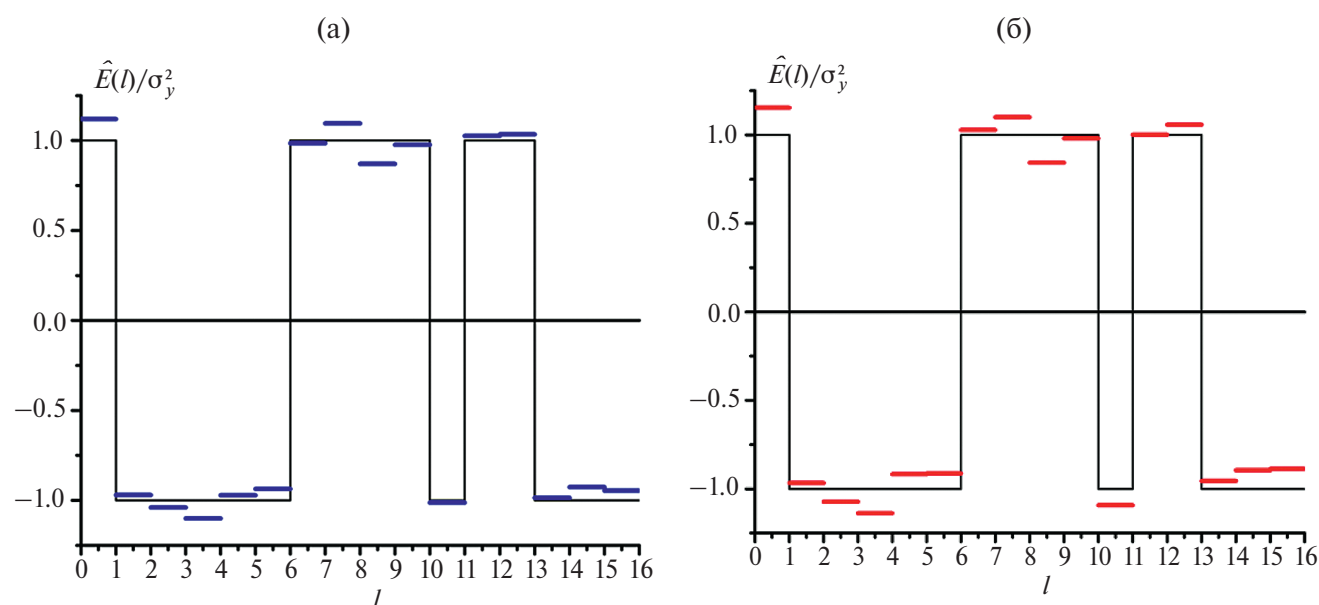


Рис. 5. Флуктуации корреляционных оценок (жирные линии) относительно истинных значений в потоке битов $b_l = \pm 1$ при отсутствии (а) и при воздействии (б) внешних помех $q = 1$; l – номер бита.

которых достигает величины $\sigma_E/\sigma_y^2 \approx 0.07$ при отсутствии внешних помех (рис. 5а). Корреляционные флуктуации возрастают при воздействии внешних помех в канале связи вследствие вклада от всех составляющих в правой части соотношения (7). Как показано на рис. 5б, сохраняется возможность уверенного восстановления информации, передаваемой в канале с внешними помехами, когда отношение сигнал/помеха в канале равно $q = 0$ дБ. В этом случае девиация случайных отклонений составляет величину $\sigma_E/\sigma_y^2 \approx 0.1$.

Флуктуации корреляционного эффекта зависят от воздействия всех видов помех: внешних $\hat{k}_n(T)$ и внутрисистемных $\Psi_y(b_l, T)$ совместно с малыми мультипликативными $\hat{\Psi}_{yn}(b_l, T)$. При условии (3) для передаваемых шумовых сигналов (1) и при выполнении подобного условия для внешней помехи $n(t)$ нестационарное смещение (14) становится малым настолько, что им можно пренебречь при установлении порога в процессе восстановления передаваемой информации и принятии решения о значении бита b_l .

В этом случае порог b на выходе интегратора может принимать нулевое значение [15].

На рис. 6 представлены четыре семейства характеристик σ_E/σ_y^2 для нормированного среднего отклонения (девиации) в зависимости от отношения сигнал/помеха $q = 2\sigma_y^2/\sigma_n^2$ на входе приемника при различной базе несущих сигналов $B = \Delta f T_b = 50, 100, 200, 1000$. Полоса частот равна $\Delta f = 1000$ МГц для несущих сигналов с прямоугольным спектром и для сигналов с временными окнами. Внешняя шумовая помеха $n(t)$ согласована по спектру с несущими сигналами $y(t)$ в той же полосе частот Δf .

Повышение базы несущих сигналов от $B = 50$ до 1000 приводит к уменьшению девиации флуктуаций для корреляционных оценок. Верхнее семейство на рис. 6 вычислено для базы сигналов $B = 50$ и скорости передачи $C = 20$ Мб/с, два средних семейства – при значении $B = 100, 200$ и скорости $C = 10$ и 5 Мб/с, нижнее семейство для базы $B = 1000$ и скорости $C = 1$ Мб/с. В каждом семействе кривых на рис. 6 нижняя кривая отвечает несущим шумовым сигналам с временным

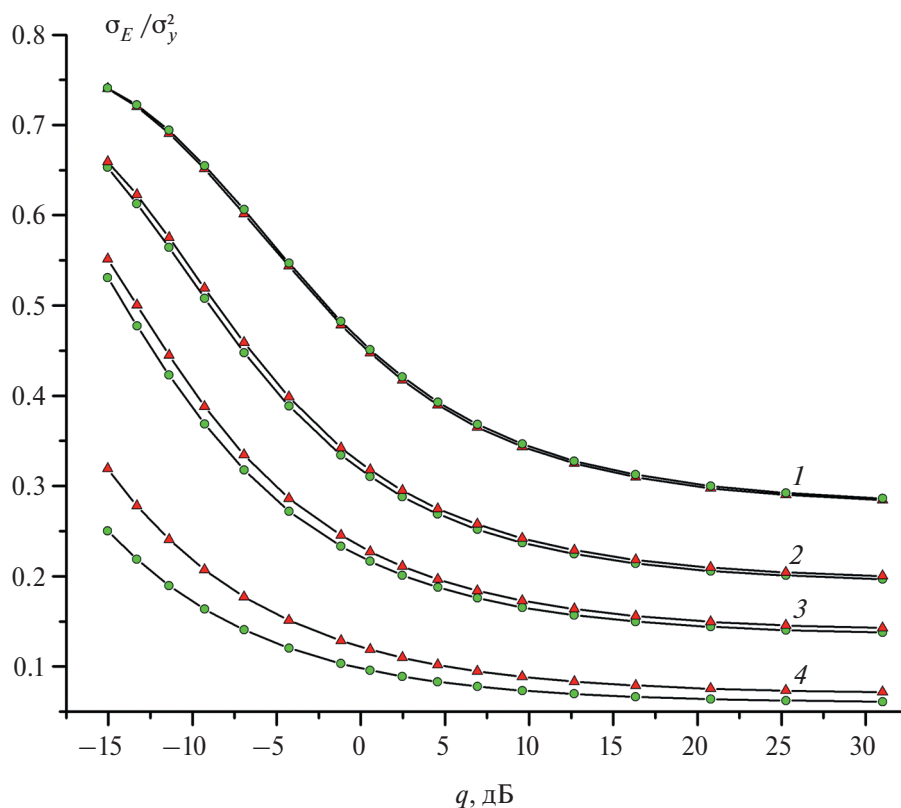


Рис. 6. Девиация флуктуаций корреляционного эффекта в зависимости от отношения сигнал/помеха q в канале при различной базе B для сигналов с прямоугольным спектром (кривые с треугольниками) и сигналов с временным окном (кривые с кружочками): $B = 50$ (1), 100 (2), 500 (3), 1000 (4).

окном, верхняя кривая соответствует сигналам с прямоугольным спектром. Сравнение характеристик на рис. 6 показывает, что использование несущих шумовых сигналов с временными окнами приводит к уменьшению флуктуаций корреляционного эффекта при большой базе $B \geq 100$ сигналов. Выигрыш в отношении сигнал/помеха на входе приемника возрастает по мере увеличения базы так, что превышает $q > 3$ дБ при достижении базы $B = 1000$. При низкой базе $B = 50$ отсутствует выигрыш от использования сигналов с временными окнами.

По мере увеличения отношения сигнал/помеха q в канале связи уменьшается девиация случайных отклонений σ_E/σ_y^2 , плавно приближаясь к асимптотическому уровню для каждой величины базы сигнала $B = \Delta f T_b$. Асимптотическое ограничение каждой из характеристик на рис. 6 при увеличении q происходит вследствие внутрисистемных помех (17) при полном отсутствии внешних помех в канале связи. При повышении базы несущих сигналов от $B = 50$ до 1000 асимптотический уровень для девиации флуктуаций снижается в четыре раза. Анализ флуктуаций корреляционных оценок с меняющимися во времени характеристиками представляет интерес при выборе оптимальных несущих сигналов в автокорреляционной шумовой системе передачи информации с расширением спектра [20, 21].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Передача дискретной информации с расширением спектра производится относительно простым методом на основе интерференции между опорным шумовым сигналом и задержанным шумовым сигналом, модулированным по знаку противоположными информационными символами. Восстановление передаваемой информации в приемнике осуществляется в процессе автокорреляционной обработки суммарных шумовых сигналов со спектральной модуляцией за время следования каждого бита.

При передаче сообщений на основе широкополосных шумовых сигналов возникает проблема корреляционных оценок с изменяющимися во времени характеристиками. Флуктуации мощности несущих шумовых сигналов в потоке передаваемой информации совместно с воз-

действием внешних, внутрисистемных и мультипликативных помех приводят к случайным отклонениям и к нестационарным смещениям корреляционного эффекта на выходе приемника. Случайные отклонения возникают вследствие флуктуаций корреляционных оценок, измеренных по разным выборкам принимаемых шумовых сигналов за конечное время длительности бита. Нестационарные смещения оценок зависят от значения поступающего бита и определяются боковыми лепестками корреляционных функций для несущего сигнала и помехи с аргументом, равным или кратным информационной задержке.

Численное моделирование шумовой системы передачи информации с расширением спектра выполнено при использовании несущих шумовых сигналов двух видов: с прямоугольным спектром либо с временным окном. Передача информации на основе несущих шумовых сигналов с временными окнами позволяет существенно уменьшить интенсивность флуктуаций для корреляционных оценок при большой базе несущих сигналов, превышающей сто единиц. В этом случае возможно значительное улучшение отношения сигнал/помеха на входе приемника. Асимптотическое ограничение девиации корреляционных флуктуаций происходит вследствие внутрисистемных помех при увеличении отношения сигнал/помеха в канале.

Результаты анализа корреляционных флуктуаций могут быть полезны для расчета вероятностных характеристик скрытых шумовых систем беспроводной передачи информации с расширением спектра, предназначенных для применения в персональных локальных WPAN-сетях микроволнового и терагерцового диапазонов частот [5, 6].

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь, 2000.
2. Kennedy M.P., Kolumban G., Kis G., Jako Z. // IEEE Trans. 2000. V. CS-I-47. № 12. P. 1673.
3. Kolumban G. // IEEE Trans. 2000. V. CS-I-47. № 12. P. 1692.

4. Назаров Л.Е., Зудилин А.С., Каевецер В.И., Смольянинов И.В. // РЭ. 2021. Т. 66. № 1. С. 62. <https://doi.org/10.31857/s003384942101006x>
5. Narayanan R.M., Chuang J. // Electron. Lett. 2007. V. 43. № 22. P. 1211.
6. Bloch M.R. // IEEE Trans. 2016. V. IT-62. № 5. P. 2334. <https://doi.org/10.1109/TIT.2016.2530089>
7. Калинин В.И. // Письма в ЖТФ. 2005. Т. 31. № 21. С. 58.
8. Sobers T.V., Bash B.A., Guha S. et al. // IEEE Trans. 2017. V. WC-16. № 9. P. 6193. <https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2720736>.
9. Кузьмин Л.В., Гриневич А.В., Ушаков М.Д. // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44. № 16. С. 48. <https://doi.org/10.21883/PJTF.2018.16.46476.17392>
10. Lipski M. V., Kompella S., Narayanan R. M. // IEEE Trans. 2021. V. AES-57, № 2. P. 1227. <https://doi.org/10.1109/TAES.2020.3040059>
11. Агейкин Н.А., Грачев В.И., Рябенков В.И., Колесов В.В. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информ. технологии. 2022. Т. 14. № 1. С. 47. <https://doi.org/10.17725/rensit.2022.14.047>.
12. Калинин В.И., Чанурский В.В. // РЭ. 2015. Т. 60. № 10. С. 1025. <https://doi.org/10.7868/S0033849415100046>
13. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. // РЭ. 2018. Т. 63. № 10. С. 1. <https://doi.org/10.1134/S0033849418100078>
14. Калинин В.И. // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44. № 24. С. 45. <https://doi.org/10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301>
15. Калинин В.И., Чанурский В.В. // Успехи совр. радиоэлектроники. 2015. № 8. С. 38.
16. Калинин В.И. // Журн. радиоэлектроники. 2018. № 9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep18/5/text.pdfhttps://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.9.5>
17. Калинин В.И., Радченко Д.Е., Черепенин В.А. // Радиотехника. 2015. № 8. С. 84.
18. Калинин В.И., Радченко Д.Е., Черепенин В.А. // Электромагнитные волны и электрон. системы. 2016. Т. 21. № 3. С. 40.
19. Kiyono K., Tsujimoto Yu. // Physica A: Statistical Mechanics and its Applications. 2016. V. 462. P. 807. <https://doi.org/10.1016/j.physa.2016.06.129>
20. Павлова О.Н., Павлов А.Н. // Письма в ЖТФ. 2021. Т. 47. № 9. С. 52. <https://doi.org/10.21883/PJTF.2021.09.50910.18653>
21. Бендат Дж., Пирсол А. Применения корреляционного и спектрального анализа. М.: Мир, 1983.
22. Proakis J., Manolakis D. Digital Signal Processing. L.: Pearson, 2006.

FLUCTUATIONS OF CORRELATION ESTIMATIONS IN DIGITAL COMMUNICATIONS ON THE BASE OF NOISE RANDOM SIGNALS WITH TIME WINDOW

V. I. Kalinin*, O. A. Byshevski-Konopko

*Fryazino branch Kotel'nikov Institute of Radio-engineering and Electronics of RAS
Fryazino Moscow region, 141190 Russian Federation*

*E-mail: val.kalinin@mail.ru

A statistical analysis of correlation fluctuations during information transmission using spectrum spreading based on continuous noise signals with spectral modulation was carried out. Discrete information is introduced as a result of the interference of the reference noise signal and the delayed noise signal, which is modulated by binary symbols of opposite sign. A numerical calculation of correlation and spectral characteristics during information transmission in a channel with additive Gaussian white noise was carried out. An asymptotic limitation has been discovered for the deviation of correlation fluctuations due to intra-system interference. The possibility of reducing fluctuations of the correlation effect when transmitting information based on continuous noise signals with time windows is shown.

Keywords: noise communications, spread spectrum, window method, spectrum modulation, correlation estimation

СТАТИСТИЧЕСКАЯ
РАДИОФИЗИКА

УДК 535.243.3

МЕТОД МОНИТОРИНГА ФОНОВОЙ КОНЦЕНТРАЦИИ МЕТАНА НА БОЛЬШИХ ПЛОЩАДЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОЛНЕЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

© 2024 г. В. И. Григорьевский*, Я. А. Тезадов, А. А. Павельев

*Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация*

**E-mail: vig248@rambler.ru*

Поступила в редакцию 20.02.2023 г.

После доработки 20.02.2023 г.

Принята к публикации 21.02.2023 г.

Приведены результаты измерений фоновой концентрации метана в атмосфере с использованием Солнца как источника излучения. Обнаружено, что наряду со случайными погрешностями необходимо учитывать систематическую погрешность, обусловленную влиянием посторонних факторов на измерения величины концентрации фона метана при зондировании под малыми углами к горизонту, когда длина трассы заметно увеличивается. Предположено, что возможным влиянием на величину систематической погрешности является рассеяние света на аэрозолях и других примесных частицах, присутствующих в атмосфере. Предлагаемая методика мониторинга фона метана позволяет вести измерения на протяжении длительных периодов времени на больших площадях с относительной точностью в единицы процентов.

Ключевые слова: мониторинг метана, атмосфера, Солнце, рассеяние света, аэрозоль, зондирование, малые углы

DOI: 10.31857/S0033849424010059, **EDN:** LADMQY

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время мониторинг парниковых газов в атмосфере Земли в различных районах стал особенно актуален в связи с потеплением климата и прогнозом его на ближайшие годы. Дистанционный мониторинг осуществляется различными методами с помощью наземных, спутниковых, самолетных измерений [1–5]. Пассивные дистанционные методы основываются на использовании солнечного света в качестве источника излучения или на использовании температурного контраста между слоями атмосферы Земли. Активные методы используют в качестве источников излучения параметрические генераторы света или узкополосные DFB лазеры, длины волн которых совпадают с линиями поглощения газов. В этом случае для повышения мощности оптического излучения используются, как правило, оптические усилители. Что касается спутниковых измерений, то подготовка к ним и проведение достаточно трудоемки, дороги и по времени занимают годы. Например,

миссия MERLIN (<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/m/merlin>) с 2014 г. и по настоящее время неоднократно откладывается, а ее бюджет составляет сотни миллионов долларов. Хотелось бы отметить еще один аспект в области измерений фона парниковых газов разнообразными методами и средствами, а именно: не все источники систематических погрешностей выявлены к настоящему времени. Например, миссия IASI [1], использующая метод температурного контраста, с большой долей вероятности дает систематическую погрешность при малом перепаде температур между Землей, верхними и нижними слоями атмосферы в ночное время в зимний период (см., например, [1] и [6, 7]). В работе [7] представлены данные по концентрации фона метана, полученные в районе Тикси в течение восьми лет. Хорошо видно расхождение результатов измерений, сделанных со спутника AQUA, и локальных измерений с заборами проб воздуха и последующим определением концентрации метана в оптическом

спектрометре (см. <https://giovanni.gsfc.nasa.gov> и <https://gaw.kishou.go.jp>). Там же показано, что при локальных измерениях концентрация фона метана значительно выше в зимнее время года, чем в летнее. Такое повышение фоновой концентрации связано, возможно, с меньшим количеством радикалов ОН в воздухе в условиях понижения температуры окружающей среды, снижения ее освещенности и, за счет этого, уменьшения естественных стоков метана [8]. При измерениях же со спутника такого повышения фона при пониженных температурах не наблюдается из-за того, что спутник “не видит” саму поверхность Земли, а измеряет толщу атмосферы, начиная лишь с более высокого слоя, из-за чего в концентрацию не входит самый насыщенный метаном прилегающий к поверхности Земли слой. Наземные, пассивные измерения фоновой концентрации метана, безусловно, менее трудоемки, чем спутниковые миссии, и позволяют измерять усредненный фон метана через весь столб атмосферы в заданном направлении, которое определяется азимутом и углом места Солнца. Причем площадь охвата местности под трассой измерений составляет в радиусе порядка 100 и более километров. По сравнению с методом активного мониторинга со спутника, когда световой сигнал распространяется перпендикулярно к Земле и обратно к спутнику, пассивный мониторинг газов имеет особенности. В этом случае, на наш взгляд, необходимо учитывать рассеяние света и других факторов во всей толще атмосферы, особенно для трасс, при углах к горизонту, близких к нулю. Конечно, локальные измерения утечек метана, например из трубопроводов, измерить описанным в статье методом вряд ли получится, однако глобальные, долговременные данные в зависимости от характера местности, экологической обстановки и антропогенного фактора можно получить достаточно точно. В последние годы произошла переоценка вклада городов и все больше исследований газового состава атмосферы проводится именно в условиях городской среды [9]. Хотя города занимают относительно небольшую площадь на планете, они являются доминирующей экосистемой человека, поэтому их влияние на окружающую среду значительно. Следует отметить, что в городских условиях проявляется эффект “парникового купола”, который оказывает воздействие на прилегающие территории [10].

В результате над городами и их окрестностями формируется специфический микроклимат, отличающийся повышенной температурой и загрязненностью воздуха, а следовательно, наблюдаются особенности распределения парниковых газов и на прилегающих территориях.

Целью работы является отработка методики измерения концентрации метана в местности с различной степенью освоенности территории пассивным методом, используя излучение Солнца как источник, выявление основных погрешностей в таких измерениях, а также обработка, анализ и сравнение полученных данных с данными других миссий по определению фона метана.

1. УСЛОВИЯ, АППАРАТУРА И МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ

В качестве измерителя спектрального состава, прошедшего сквозь атмосферу солнечного света 4 (рис. 1) был использован оптический анализатор спектра 1, волоконный коллиматор 2 с диаметром входного зрачка ~1 см, который принимал свет и с помощью волоконного кабеля 3 направлял излучение на входной разъем анализатора спектра. Система наведения состояла из опорно-поворотного устройства 5 по азимуту и углу места с точностью отсчета угла не хуже 0.5° .

Измеряемые в устройстве углы по шкале прибора проверяли по калькулятору высоты Солнца по местному времени и местоположению (<https://planetcalc.ru/320/>). Расхождение составило не более 0.3° во всем диапазоне углов сканирования.

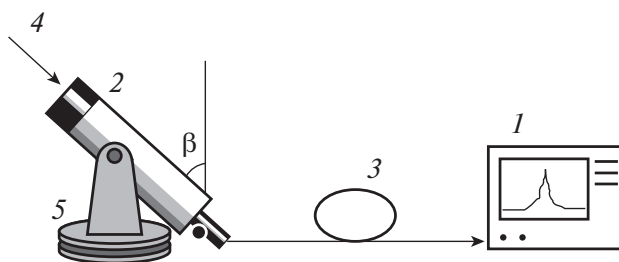


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки: 1 – оптический анализатор спектра, 2 – волоконный коллиматор, 3 – волоконный кабель, 4 – измеритель спектрального состава, 5 – опорно-поворотное устройство.

Согласно закону Бугера, интенсивность излучения, прошедшего через атмосферный слой, записывается в виде

$$I / I_0 = \exp(-\alpha CL), \quad (1)$$

где I — интенсивность прошедшего света, I_0 — интенсивность падающего света; α — коэффициент поглощения газа, C — концентрация метана в ppm (частей на миллион), L — длина атмосферной трассы. Величина CL — это так называемый осажденный слой метана на измеряемой трассе. Значение I/I_0 определяли из полученных экспериментальных спектров поглощения с учетом аппаратной функции анализатора спектра (ширины спектрального окна интегрирования). С целью повышения соотношения сигнал/шум в спектральных измерениях разрешение или спектральное окно интегрирования было выбрано 0.2 нм, при этом спектры поглощения прописывались с соотношением сигнал/шум около 100 единиц. Все измерения проводили в основном в ясную солнечную погоду. Относительная погрешность определения длины атмосферного слоя при погрешности измерения угловой координаты в 0.5° составляла не более $\delta L/L \sim 2\%$, а точность измерения уровня интенсивности света $\delta I/I \sim 1...2\%$. Из формулы (1) нетрудно получить общую погрешность измерения объемной концентрации фона метана $\delta C/C$:

$$\delta C / C = \sqrt{(\delta I / I)^2 + (\delta L / L)^2} \approx 3\%. \quad (2)$$

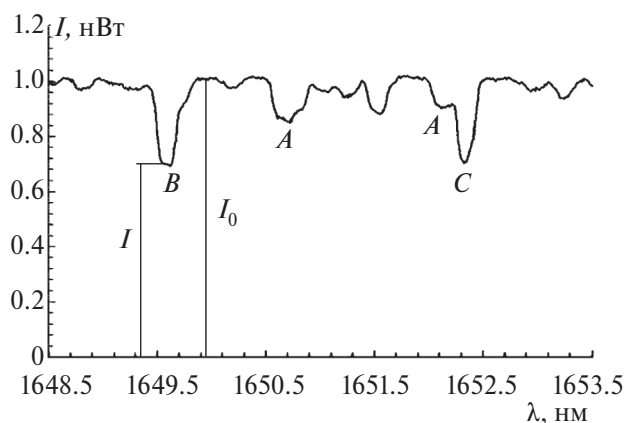


Рис. 2. Спектры поглощения метана и воды: A — линии поглощения воды, B и C — линии R3 и R4 поглощения метана по базе HITRAN.

Коэффициент поглощения α (форма линии) может быть аппроксимирован контуром Лоренца:

$$\alpha(\nu) = N_0 \sigma(\nu) = N_0 \sigma(\nu_0) / \left(1 + \frac{(\nu - \nu_0)^2}{\gamma^2} \right), \quad (3)$$

где N_0 — количество молекул в единице объема ($N_0 = 2.6875 \times 10^{25} \text{ м}^{-3}$ — число Лошмидта), $\sigma(\nu)$ — поперечное сечение поглощения, $\nu = 2\pi/\lambda$ — волновое число (λ — длина волны излучения), ν_0 — волновое число в максимуме линии поглощения, γ — полуширина линии поглощения на полувысоте ее амплитуды. Согласно базе HITRAN, ширина линии поглощения метана на длинах волн ~ 1650 нм, на которых проводили измерения, составляет ~ 0.0618 нм, а сечение поглощения на этих длинах волн — $\sigma(\nu_0) \sim 10^{-20} \text{ см}^2$. В эксперименте было измерено отношение I/I_0 в диапазоне линий поглощения ~ 1650 и ~ 1653 нм, т.е. в линиях R4 и R3 поглощения метана. Для того чтобы учесть аппаратную функцию анализатора спектра, величину I/I_0 определяли с учетом ширины выбранного спектрального окна $\Delta\lambda$:

$$I / I_0 = \int_{\lambda-\Delta}^{\lambda} \exp \left(-N_0 \sigma(\nu_0) CL / \left(1 + \frac{(\nu - \nu_0)^2}{\gamma^2} \right) \right) d\nu, \quad (4)$$

где $\Delta = 0.2$ нм — ширина спектрального окна (остальные обозначения см. в (1) и (2)). Из формулы (4) определяли осажденный слой метана CL по измеренной величине I/I_0 , как отношение значений спектра в центре линии поглощения и в стороне от нее (рис. 2).

Осажденный слой метана CL можно определить и другим способом:

$$CL = C_0 \int_0^L C(h) \exp(-h / h_0) dh. \quad (5)$$

Здесь C_0 — концентрация в приземном слое атмосферы, $C(h)$ и $\exp(h/h_0)$ — соответственно функции распределения метана и давления по измеряемой наклонной дальности [8], h — текущая наклонная дальность, h_0 — постоянная, зависящая от угла наблюдения. При наблюдении в зенит она составляет $h_0 \approx 8.9$ км (барометрическая постоянная). Интегрирование ведется до верхнего уровня наклонной дальности L при различных углах наблюдения Солнца β (см. рис. 1). Подставляя в формулу (5) найден-

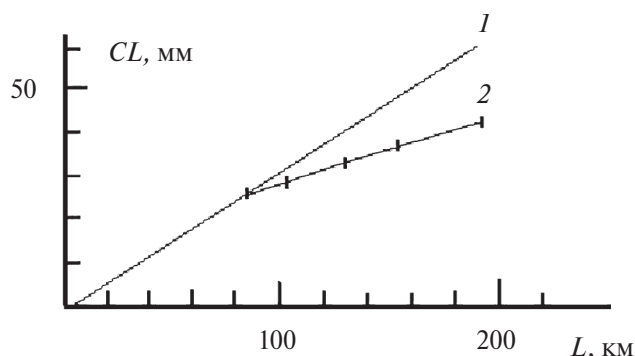


Рис. 3. Рассчитанная (1) и измеренная (2) зависимости осажденного слоя метана от наклонной дальности.

ное из соотношения (4) CL , можно определить концентрацию C_0 в приземном слое атмосферы.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Для измерений, сравнения и анализа результатов были выбраны три разнесенные трассы, имеющие одно начало, в ~ 30 км к северо-востоку от Москвы. Первая трасса имела примерное направление на город Вязьму с соответствующим азимутальным углом $\alpha = 253^\circ$ относительно направления на север. Это достаточно урбанизированная местность с развитой инфраструктурой, промышленностью и большой плотностью населения, захватывающая северную часть Москвы. Вторая и третья трассы проходили севернее и имели примерное направление на город Тверь с соответствующими азимутальными углами $\alpha = 266^\circ$ и 285° относительно направления на север. Это места с меньшей плотностью населения и застроек, большими районами с растительностью и водоемами. Измерения проводили летом 2022 г. включая сентябрь и октябрь. Естественно, в зависимости угла наблюдения Солнца первая указанная трасса имела самый большой угол по отношению к горизонту в летние месяцы, а две другие — меньшие углы, поскольку находились азимутально западнее. В осенние месяцы была измерена только первая трасса при малом угле расположении Солнца к горизонту. Погода в летние месяцы была в основном ясная и жаркая со средней температурой воздуха от 23 до 28 $^\circ\text{C}$. В сентябре немного прохладнее, в октябре около 5 $^\circ\text{C}$. За летний период усредненные величины для указанных трасс составили соответственно $I/I_0 = 0.733, 0.685$ и 0.615 , а осажденный слой метана — 26.70, 32.90 и 43.30 мм. Из соотношения (5) получены значения

$C_0 = 1.90, 1.67, 1.56$ ppm соответственно. Обращает на себя внимание тот факт, что осажденные слои метана получились не пропорциональны величинам наклонной дальности (рис. 3).

Так, если наклонные дальности составили 93.64, 131.59 и 185.12 км (при вертикальной дальности до верхнего слоя в 60 км), то осажденные слои первой и третьей трасс отличаются всего в 1.62 раза, в то время как длины этих трасс отличаются почти в 2 раза. Проведенные измерения в сентябре на первой трассе, когда Солнце находилось низко над горизонтом, показали, что в этом случае осажденный слой был равным 44.7 мм, а концентрация метана в приземном слое оказалась меньше, чем измеренная в летний период, и составила величину по усредненным данным 1.57 ppm. Такое большое различие фоновых концентраций в летний и осенний период свидетельствовало о том, что в измерениях присутствует систематическая погрешность, зависящая от высоты Солнца над горизонтом. Проведенные измерения в октябре при еще меньшем угле к горизонту 10.22° , когда измеренное значение I/I_0 оказалось равным $I/I_0 = 0.50$, а осажденный слой метана и концентрация в приземном слое соответственно: $CL = 63.7$ мм, $C_0 = 1.43$ ppm, подтвердили этот факт. Было сделано предположение, что на результаты измеряемой величины I/I_0 значительно влияет угол наблюдения Солнца. Одной из возможных причин этого является рассеяние света. То есть наряду с прямым светом солнечного излучения в приемный объектив попадает рассеянный свет, не связанный с поглощением молекулами метана, а величина этой мощности $P_{\text{рас}}$ линейно зависит от пройденного светом пути в атмосфере [11]:

$$P_{\text{рас}} = P_0 A^2 \left(\frac{9\pi^3 V^2}{\lambda^4} \right) \pi N_{\text{ср}} L. \quad (6)$$

Здесь P_0 — плотность мощности солнечного излучения в спектральном диапазоне $\Delta = 0.2$ нм в атмосфере, V — объем рассеивающей частицы, λ — длина волны излучения, L — длина, на которой происходит рассеяние, A — радиус приемного объектива лидара. По данным работ [12, 13] $N_{\text{ср}} \sim 1.0 \times 10^9 \text{ м}^{-3}$ — средняя концентрация рассеивающих частиц аэрозоля с наиболее вероятным радиусом 0.1 мкм в столбе атмосферы на пути лучей. Такие частицы могут долго парить в воздухе, не оседая на Землю. Интерпретация формулы (6) заключается в суммировании рассеян-

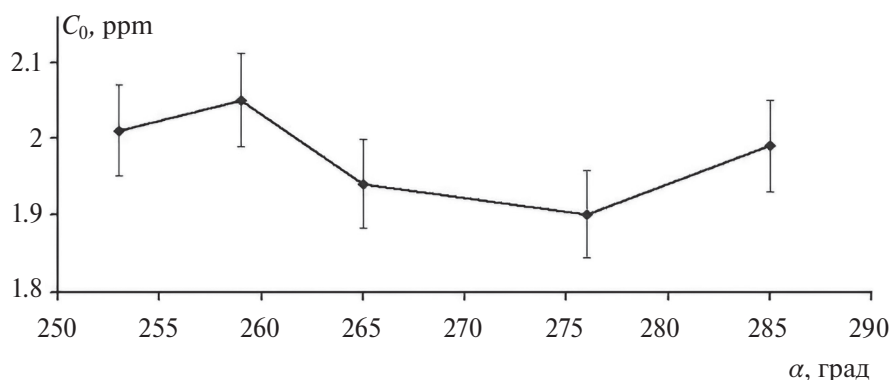


Рис. 4. Зависимость фоновой концентрации метана в приземном слое атмосферы от азимутального угла наблюдения α .

ной мощности света, попадающей в приемный объектив лидара, от всех частиц, находящихся на пути луча в атмосферном слое, длина которого определяется углом места Солнца.

Величина всей принимаемой мощности солнечного излучения P в диапазоне исследуемых длин волн при радиусе приемного объектива $A \sim 0.5$ см и $P_0 = 0.05$ Вт/м² в полосе длин волн ~ 0.2 нм составляет: $P = \pi P_0 A^2 = 3.925 \times 10^{-6}$ Вт. Для величин трасс в 93, 131 и 185 км рассеянная мощность, полученная из (6), составляет величину соответственно 6.1%, 8.6%, 13.1% от величины P . Следовательно, из I и I_0 в формуле (1) вычитались эти доли мощности рассеянного света, не связанные с поглощением. Был проведен перерасчет концентраций метана с учетом доли рассеянного излучения для спектральных измерений для трех рассматриваемых трасс: концентрация метана в приземном слое оказалась равной 2.01, 1.94 и 1.99 ppm, соответственно. Видно, что различие в фоне метана для трех направлений значительно уменьшилось, однако тенденция снижения концентрации фона метана в более экологически чистой местности вдали от г. Москвы осталась. Для проверки полученной методики были измерены фоновые концентрации еще на двух трассах: четвертой, азимутально расположенной между первой и второй трассами, и пятой — между второй и третьей. Концентрация оказалась равной соответственно 2.05 и 1.9 ppm. Таким образом, ход фоновой концентрации метана в приземном слое атмосферы в выбранном регионе к северо-востоку от Москвы оказался близок к показанному на рис. 4.

Видно, что различия в фоновой концентрации составляют величину 0.15 ppm на линейном масштабе местности ~ 10 км, соответствующем

диапазону азимутального изменения направления трасс $\sim 32^\circ$. Хотя эти различия фоновой концентрации незначительны, все же при более длительных периодах наблюдений, когда изменения фона более значительны, измерения могут реально отражать тенденцию содержания метана в приземном слое атмосферы, где сосредоточена основная часть массы этого парникового газа. Полученные данные согласуются с данными измерений, проведенными в других работах. Например, в работе [14] был определен средний фон метана ~ 2.085 ppm на трассах длиной ~ 800 м. Измерения проводили в районе г. Томска в феврале 2019 г. К сожалению, не было указано каких-либо особенностей расположения трассы. Для измерения использовался активный лидар с излучателем на основе параметрического генератора света на длинах волн в районе 3.3 мкм. Сопоставление полученных данных показывают, что в последние годы фоновая концентрация метана сохраняет тенденцию роста. По нашим измерениям, проведенным в 2021 г. на северо-востоке Московской области на трассах длиной 0.6...3.3 км, средняя концентрация фона метана была равна 1.89 ppm [4]. При усреднении по пяти измеренным трассам концентрация метана в данном районе в 2022 г. составила 1.97 ppm, и это довольно большой прирост за один год.

Отметим, что в представленной работе измерения велись в спектральной области 1650...1654 нм, где имеются линии поглощения метана и воды. В диапазоне 1653 нм рядом с линией поглощения метана находилась линия поглощения паров воды (см. рис. 2). Во время измерений велись записи метеоусловий, в том числе влажности и температуры воздуха. Из со-

поставления данных о влажности и получаемого осажденного слоя воды сделан вывод о 100%-ной корреляции между этими измерениями. Похожий вывод был сделан и при измерениях концентрации метана активным лидаром на длине волны 1.653 нм, когда линия воды либо была заметна, либо нет [3], поскольку в последнем случае не хватало чувствительности аппаратуры для обнаружения данной линии при малом влагозапасе в атмосфере. Величину общего влагосодержания на трассе измерений как активными, так и пассивными методами необходимо оценивать в ряде случаев в прикладных задачах, а также для прогноза погоды и тенденций изменения климата в целом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отработана методика измерения концентрации метана пассивным методом с использованием солнечного излучения в качестве источника света. Получены формулы, пригодные для практического использования при углах возвышения Солнца над горизонтом $\sim 5...65^\circ$. Проведен анализ погрешностей измерения фоновой концентрации метана севернее г. Москвы на трассах, включающих как развитую, урбанизированную местность, так и экологически чистую зону по направлениям к г. Твери. Величина наклонных дальностей в атмосфере колебалась в пределах $\sim 60...180$ км. Повышенная концентрация фона метана обнаружена над более урбанизированной территорией с развитой инфраструктурой и более высокой плотностью застройки, дорог и предприятий. Над более экологически чистыми районами концентрация метана оказалась меньше на $\sim 0.02...0.06$ ppm, и это показывает, по мнению авторов, влияние освоения территорий на фоновую концентрацию метана. Проведенные измерения на северо-востоке Московской области показали увеличение концентрации фона метана за один год на ~ 0.08 ppm. Представленная методика может оказаться полезной для исследований на обширных пространствах, особенно в северных широтах, когда наступает полярный день и измерения можно проводить круглосуточно, причем под малыми углами к горизонту. Такую методику можно использовать не только для мониторинга фона метана, но и для мониторинга паров воды и других парниковых газов в атмосфере Земли.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельнова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Siddans R., Knappett D., Waterfall A. et al.* // Atmos. Meas. Tech. 2016. V. 290. № 11. P. 1.
<https://doi.org/10.5194/amt-10-4135-2017>
2. *Weidmann D., Hoffmann A., Macleod N. et al.* // Remote Sens. 2017. V. 9. № 1073. P. 1.
<https://doi.org/10.3390/rs9101073>
3. Григорьевский В.И., Тезадов Я.А. // Космич. исслед. 2020. Т. 58. № 5. С. 369.
<https://doi.org/10.31857/S00234206200500274>
4. Арефьев В.Н., Акименко Р.М., Упэнэк Л.Б. // Изв. РАН. Физика атмосферы и океана. 2015. Т. 51. № 6. С. 1.
<https://doi.org/10.7868/S0002351515060036>
5. *Xiong X., Barnett C., Maddy E. et al.* // J. Geophys. Research. 2008. V. 113. № 7. P. 1.
<https://doi.org/10.1029/2007JG000500>
6. Григорьевский В.И., Садовников В.П., Элбакидзе А.В. // Измерит. техника. 2022. № 3. С. 40.
<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-3-40-44>
7. Родионова Н.В. // Тез. докл. Всерос. науч. конф. "Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн". Муром. 28–30 июня 2022. Изд-во Владим. гос. ун-та, 2022. С. 349.
<https://doi.org/10.24412/2304-0297-2022-1-349-356>
8. Бажин Н.М. Метан в окружающей среде. Новосибирск: ГПНТБ СО РАН, 2010.
9. *Chandra N., Venkataramani S., Lal S. et al.* // Atmospheric Environment. 2019. V. 202. P. 41.
<https://doi.org/10.1016/j.atmosenv.2019.01.007>
10. *Svirejeva-Hopkins A., Schellnhuber H.J., Pomaz V.L.* // Ecological Modelling. 2004. V. 173. № 23. P. 295.
<https://doi.org/10.1016/j.ecolmodel.2003.09.022>
11. Григорьевский В.И., Тезадов Я.А. // РЭ. 2021. Т. 66. № 7. С. 654.
<https://doi.org/10.31857/S0033849421070044>
12. Самуленков Д.А., Сапунов М.В., Мельникова И.Н. // Совр. проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2020. Т. 17. № 3. С. 223.
<https://doi.org/10.21046/2070-7401-2020-17-3-223-230>
13. Береснев С.А., Грязин В.И. Физика атмосферных аэрозолей. Курс лекций. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2008.
14. *Yakovlev S., Sadovnikov S., Kharchenko O. et al.* // Atmosphere. 2020. V. 11. № 70. P. 1.
<https://doi.org/10.3390/atmos11010070>

METHOD FOR MONITORING BACKGROUND CONCENTRATION OF METHANE OVER LARGE AREAS USING SOLAR RADIATION

V. I. Grigor'evskiy*, Ya. A. Tezadov, A. A. Pavel'ev

*Fryazino Branch Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics,
Russian Academy of Sciences, Fryazino, Moscow region, 141190 Russia*

**E-mail: vig248@rambler.ru*

The results of measurements of the background concentration of methane in the atmosphere using the Sun as a radiation source are presented. It was found that, along with random errors, it is necessary to take into account the systematic error caused by the influence of extraneous factors on measurements of the methane background concentration when sounding at small angles to the horizon, when the length of the path increases noticeably. It is assumed that a possible influence on the magnitude of the systematic error is the scattering of light by aerosols and other impurity particles present in the atmosphere. The proposed method for monitoring the methane background makes it possible to carry out measurements over long periods of time over large areas with a relative accuracy of a few percent.

Keywords: methane monitoring, atmosphere, Sun, light scattering, aerosol, sensing, small angles

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.391.2

НОВЫЕ МЕТОДЫ ПРИНЯТИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОГО ОБЪЕМА НАБЛЮДЕНИЙ И ПРИ АПРИОРНОЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

© 2024 г. Ф. А. Мкртчян

*Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация*

E-mail: ferd47@mail.ru

Поступила в редакцию 20.03.2023 г.

После доработки 20.03.2023 г.

Принята к печати 31.03.2023 г.

Разработан новый обобщенный адаптивный алгоритм обучения принятию статистических решений для экспоненциальных семейств распределений при априорной параметрической неопределенности в условиях выборок малого объема. Приведено обобщенное решающее правило, полученное методом оценки неизвестных параметров распределений, а также решающее правило, удовлетворяющее необходимым условиям оптимальности: постоянству средней вероятности ошибки первого рода и несмещенности. Рассмотрены конкретные решающие процедуры для частных распределений, полученных от обобщенного алгоритма. Приведены численные примеры. Показана эффективность разработанной оптимальной процедуры для выборок малого объема.

Ключевые слова: априорная параметрическая неопределенность, обобщенный адаптивный алгоритм, экспоненциальное семейство распределений, выборки малого объема

DOI: 10.31857/S0033849424010064, **EDN:** KZVMIA

ВВЕДЕНИЕ

Первостепенное значение при мониторинге окружающей среды приобретают организация массового сбора информации об изучаемой системе, оперативность ее обработки и достоверная интерпретация данных наблюдений на основе аналитических и численных математических моделей.

Современный этап развития экспериментальных радиофизических и оптических методов исследования окружающей среды характеризуется переходом от пассивного сбора информации об изучаемом объекте к постановке целенаправленных экспериментов. С практической точки зрения важным является синтез комплексной системы сбора и обработки информации об окружающей среде, объединяющей дистанционные и контактные измерения, составляющие основу систем геоинформационного мониторинга.

Основной смысл концепции дистанционного мониторинга состоит в соединении в систему

средств сбора данных, методов их обработки, математических моделей природных объектов, компьютерных средств реализации алгоритмов и моделей с широким спектром сервисного обеспечения при визуализации результатов мониторинга [1–3].

Эффективное решение этих задач невозможно без широкого внедрения в практику исследований автоматизированных систем сбора, хранения и обработки данных на базе современных компьютеров с применением технологии открытых систем.

В последнее время разрабатываются методы и алгоритмы компьютерного анализа двумерных изображений земной поверхности. Ведется работа по построению моделей формирования этих двумерных полей и решаются задачи классификации явлений, анализа изображений на изучаемом пространстве. Уже созданные методы и алгоритмы обладают способностью преодолевать такие трудности, как отрывочность и

нестационарность информации, наличие малых статистически неоднородных выборок [1–3].

В настоящее время основной тенденцией в построении крупных проблемно-ориентированных информационных систем является использование распределенных баз данных и знаний, использование компьютеров различных классов и производителей, использование локальных и глобальных сетей. При этом возникают сложности в использовании информации баз данных и знаний, реализованных на различных системах управления базами данных (СУБД) и программного обеспечения, разработанного на разных платформах [1–3].

Преодоление указанных сложностей основано на применении технологии открытых информационных систем, использующей стандартные интерфейсы между всеми программно-аппаратными компонентами среды. Важнейшим этапом является построение профиля – набора согласованных стандартов для данной области применения.

Развитие систем дистанционного мониторинга окружающей среды требует решения ряда задач организации потоков данных измерений. Среди этих задач одной из важных является задача принятия статистического решения о наличии на обследуемой части земной поверхности того или иного явления. Одной из особенностей условий сбора информации для такого решения является невозможность получения статистических выборок больших объемов. Поэтому необходимы разработка и исследование оптимальных алгоритмов принятия статистических решений для выборок малого объема при информационных ограничениях.

Для случая, когда число наблюдений достаточно велико, задача решается методом оценки параметров вероятностных распределений. Этот метод эффективен при неограниченном росте объемов выборок, на основе которых производится оценка параметров. При ограниченных объемах выборок полученное методом оценки параметров решающее правило не удовлетворяет необходимым условиям оптимальности: постоянству средней вероятности ошибки первого рода и несмещенности.

Цель данной работы – разработка нового обобщенного адаптивного алгоритма обучения принятию статистических решений для

экспоненциальных семейств распределений при априорной параметрической неопределенности в условиях выборок малого объема.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть имеются три случайные величины $\xi_i = (i = 1, 2, 3)$ с плотностями распределения вероятностей $f_{\xi_i}(x^{(i)} / \omega_i)$ ($i = 1, 2, 3$), известные с точностью до значения параметров $\omega_i \in \Omega$ ($i = 1, 2, 3$), при этом для значения параметра ω_3 имеются две альтернативы: 1) $H_1 : \omega_3 = \omega_1$ и 2) $H_2 : \omega_3 = \omega_2$.

Задача состоит в построении решающего правила, которое позволяло бы по n_i ($i = 1, 2, 3$) независимым наблюдениям случайных величин

$$\xi_i : x^{(i)*} = (x_1^i, x_2^i, \dots, x_{n_i}^i), (i = 1, 2, 3), \quad (1)$$

указать, какая из альтернатив, H_1 или H_2 , выбирается в качестве решения.

Решающее правило может быть задано с помощью бинарной функции $\phi(x^{(1)*}, x^{(2)*}, x^{(3)*})$, причем если $\phi(x^{(1)*}, x^{(2)*}, x^{(3)*}) = 0$, то принимается гипотеза H_1 , если же $\phi(x^{(1)*}, x^{(2)*}, x^{(3)*}) = 1$, то принимается гипотеза H_2 . В поставленной выше задаче выборочные значения $x^{(1)*} = (x_1^i, x_2^i, \dots, x_{n_i}^i)$, ($i = 1, 2$), случайных величин $\xi_i = (i = 1, 2)$ являются обучающими. При фиксированных значениях параметров ω_1 и ω_2 решающее правило указанного типа со статистической точки зрения характеризуется двумя величинами [1–5]:

- 1) $\alpha(\phi, \omega_1, \omega_2, x^{(1)*}, x^{(2)*})$ – вероятностью ошибки первого рода, т.е. принятия гипотезы H_2 , в случае когда имеет место гипотеза H_1 ;
- 2) $\beta(\phi, \omega_1, \omega_2, x^{(1)*}, x^{(2)*})$ – вероятностью совершения ошибки второго рода, т.е. принятия гипотезы H_1 , в случае когда имеет место гипотеза H_2 .

Аналитически α и β будут выражаться следующим образом:

$$\begin{aligned} \alpha(\phi, \omega_1, \omega_2, x^{(1)*}, x^{(2)*}) &= \\ &= \int \phi(x^{(1)*}, x^{(2)*}, x^{(3)*}) f_{\xi_3}(x^{(3)*} / \omega_1) dx^{(3)*}, \end{aligned}$$

$$\beta(\varphi, \omega_1, \omega_2, x^{(1)*}, x^{(2)*}) = \int \left[1 - \varphi(x^{(1)*}, x^{(2)*}, x^{(3)*}) \right] f_{\xi_3}(x^{(3)*} / \omega_2) dx^{(3)*}.$$

Поскольку α и β являются случайными величинами, то для характеристики качества применяемого решающего правила используют математические ожидания $\bar{\alpha}(\varphi, \omega_1, \omega_2)$ и $\bar{\beta}(\varphi, \omega_1, \omega_2)$ [1–5]:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha} &= \iiint \varphi(x^{(1)*}, x^{(2)*}, x^{(3)*}) f_{\xi_1}(x^{(1)*} / \omega_1) f_{\xi_2} \times \\ &\times (x^{(2)*} / \omega_2) f_{\xi_3}(x^{(3)*} / \omega_1) dx^{(1)*} dx^{(2)*} dx^{(3)*} \quad (2) \\ \bar{\beta} &= \iiint \left[1 - \varphi(x^{(1)*}, x^{(2)*}, x^{(3)*}) \right] f_{\xi_1}(x^{(1)*} / \omega_1) f_{\xi_2} \times \\ &\times (x^{(2)*} / \omega_2) f_{\xi_3}(x^{(3)*} / \omega_2) dx^{(1)*} dx^{(2)*} dx^{(3)*}. \end{aligned}$$

В некоторых случаях из соображений чисто аналитического характера ограничиваются рассмотрением класса решающих правил, для которых равенство

$$\bar{\alpha}(\varphi, \omega_1, \omega_2) = \alpha_0 \quad (3)$$

выполняется при всех возможных значениях параметров ω_1 и ω_2 . Этот класс называется классом подобных решающих правил уровня α_0 .

Если существует решающее правило φ^* , такое что неравенство

$$\bar{\beta}(\varphi^*, \omega_1, \omega_2) \leq \bar{\beta}(\varphi, \omega_1, \omega_2)$$

имеет место при любых возможных значениях параметров ω_1 , ω_2 и любых решающих правил из класса (в предположении, что как φ^* , так и φ принадлежат к рассматриваемому классу), то такое решающее правило φ^* называется равномерно наиболее мощным решающим правилом. Впервые П.П. Данковым [4] была найдена оптимальная процедура обучения ЭВМ принятию статистических решений для нормально распределенных случайных величин с неизвестными средними и известными дисперсиями [4, 5]. Поскольку равномерно наиболее мощное решающее правило существует только для весьма ограниченного класса задач с параметрической априорной неопределенностью, то на практике при построении тех или иных решающих правил принимают одно из указанных выше (3) требований. Достаточно часто ограничиваются требованием выполнения двух обязательных условий оптимальности: а) постоянство средней

вероятности ошибки первого рода $\bar{\alpha}$ (условие подобия (3)), б) несмещенность:

$$1 - \bar{\beta} \geq \bar{\alpha}, \quad (4)$$

т.е. средняя вероятность правильного обнаружения не должна быть меньше средней вероятности ложных тревог.

Как будет показано далее, решающие процедуры, основанные на теории оценок параметров, не удовлетворяют указанным двум обязательным условиям оптимальности. Поэтому возникает задача улучшения процедуры различения классов сигналов по ограниченному ряду наблюдений выборок каждого класса. Тем не менее ниже предложена методика улучшения процедуры, основанная на теории оценки параметров. В результате для экспоненциальных семейств распределений получены процедуры, удовлетворяющие двум обязательным условиям оптимальности.

2. НОВЫЕ ОПТИМАЛЬНЫЕ ПРОЦЕДУРЫ ПРИНЯТИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ СЕМЕЙСТВ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

Предположим, что случайные величины из (1) имеют следующие плотности распределения вероятностей

$$f_{\xi_i}(x^{(i)} / \omega_i) = u(\omega_i) \omega(x^{(i)}) \exp[-g(\omega_i) v(x^{(i)})], \quad i = 1, 2, 3, \quad (5)$$

где u , ω , g , v - действительные монотонные функции [1–5].

Можно показать, что совместное условное распределение наблюдаемых последовательностей $x^{(i)*}(x_1^{(i)}, \dots, x_{n_i}^{(i)})$ ($i = 1, 2, 3$) случайных величин ξ_i ($i = 1, 2, 3$) при условии, что заданы значения статистик

$$x_i = \sum_{j=1}^{n_i} v(x_j^{(i)}), \quad i = 1, 2, 3, \quad (6)$$

не зависит от параметров ω_i ($i = 1, 2, 3$). Следовательно, система трех случайных величин (x_1, x_2, x_3) является достаточной статистикой для параметров $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ и решающая функция зависит только от значений этих статистик. В качестве конкретного вида для v и ω рассмотрим степенные функции $v(t) = t^m$ и $\omega(t) = t^k$, часто используемые в радиофизических экспериментах для аппроксимации данных измерений. В дальнейшем

нам необходимо иметь вид распределения статистик (6). Для нахождения распределения суммы

$$x_3 = \sum_{j=1}^{n_3} v(x_j^{(3)})$$

сначала найдем распределение случайной функции $v(x_j^{(3)}) = (x_j^{(3)})^m$, а затем с помощью метода математической индукции определим и распределение суммы. Поскольку случайная величина $x_j^{(3)}$ имеет распределение

$$f_{\xi_3}(x_j^{(3)} / \omega_3) = u(\omega_3)(x_j^{(3)})^k \exp[-g(\omega_3)(x_j^{(3)})^m], \quad (7)$$

то распределение функции $v(x_j^{(3)}) = (x_j^{(3)})^m$ можно найти посредством следующего выражения [5]:

$$q\left[(x_j^{(3)})^m\right] = f\left[v^{-1}(x_j^{(3)})\right]v'^{-1}(x_j^{(3)}),$$

где $v^{-1}(x_j^{(3)})$ – функция, обратная v .

В результате получаем

$$q\left[(x_j^{(3)})^m\right] = \frac{u(\omega_3)}{m} \left[(x_j^{(3)})^m\right]^{(k-m+1)/m} \times \exp\left[-g(\omega_3)(x_j^{(3)})^m\right].$$

Исходя из выражения для распределения композиции случайных величин [5] и используя математическую индукцию, можно показать, что распределение суммы

$$x_3 = \sum_{j=1}^{n_3} v(x_j^{(3)}) = \sum_{j=1}^{n_3} v(x_j^{(3)})^m$$

описывается функцией

$$v(x_3 / \omega_3) = \frac{u^{n_3}(\omega_3)}{m^{n_3}} \exp[-g(\omega_3)x_3] \times \times x_3^{(n_3 k - m + n_3)/m} \frac{\left[\Gamma\left(\frac{k+1}{m}\right)\right]^{n_3}}{\Gamma\left(\frac{n_3(k+1)}{m}\right)}. \quad (8)$$

Для

$$x_1 = \sum_{j=1}^{n_1} (x_j^{(1)})^m \text{ и } x_2 = \sum_{j=1}^{n_2} (x_j^{(2)})^m$$

распределения $v(x_1 / \omega_1)$, $v(x_2 / \omega_2)$ имеют вид аналогичный (8). Совместная плотность распределения вероятностей независимых случайных величин x_1 , x_2 , x_3 запишется в форме

$$h(x_1, x_2, x_3 / \omega_1, \omega_2, \omega_3) = v(x_1 / \omega_1) v(x_2 / \omega_2) v(x_3 / \omega_3) = \frac{u(\omega_1)^{n_1} u(\omega_2)^{n_2} u(\omega_3)^{n_3} x_1^{n_1' - 1} x_2^{n_2' - 1} x_3^{n_3' - 1} \left[\Gamma\left(\frac{k+1}{m}\right)\right]^{n_1 + n_2 + n_3} \mu}{m^{n_1 + n_2 + n_3} \Gamma(n_1') \Gamma(n_2') \Gamma(n_3')},$$

при $x_1, x_2, x_3 > 0$, где

$$n_1' = \frac{n_1(k+1)}{m}; \quad n_2' = \frac{n_2(k+1)}{m}; \quad n_3' = \frac{n_3(k+1)}{m};$$

$$\mu = \exp[-g(\omega_1)x_1 + g(\omega_2)x_2 + g(\omega_3)x_3].$$

3. РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО, ОСНОВАННОЕ НА ОЦЕНКЕ ПАРАМЕТРОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

Классический метод решения задачи различения двух гипотез основывается на достаточной развитой теории точечных оценок параметров вероятностных распределений. Понятие

“оценка” совпадает с понятием “статистика”, т.е. с понятием произвольной (измеримой) функции наблюдаемых значений случайной величины. Для рассматриваемого распределения (5) с неизвестными параметрами ω_1, ω_2 и ω_3 по методу максимума правдоподобия [3–5] можно получить следующие выражения для оценок этих параметров:

$$L(x_1^{(i)}, \dots, x_{n_i}^{(i)}) = \prod_{j=1}^{n_i} f_{\xi_3}(x_j^{(i)} / \omega_i) u(\omega_i)^{n_i}$$

$$\prod_{j=1}^{n_i} \omega(x_j^{(i)}) \exp\left[-g(\omega_i) \sum_{j=1}^{n_i} v(x_j^{(i)})\right], \quad i = 1, 2, 3.$$

Из условия $\partial \ln L / \partial \omega_i = 0$ получим

$$\frac{u'(\omega_i)}{u'(\omega_i)g(\omega_i)} = \frac{\sum_{j=1}^{n_i} v(x_j^{(i)})}{n_i}, \quad i = 1, 2, 3.$$

Задавая конкретные виды функции $u(\omega) = a\omega^L$ и $g(\omega) = b\omega^M$, где a, b, M, L — действительные числа, получим

$$\omega_i^M = \frac{n_i L}{bM \sum_{j=1}^{n_i} v(x_j^{(i)})}, \quad i = 1, 2, 3. \quad (9)$$

Такая оценка параметра θ является достаточной, несмещенной, эффективной, а последовательность этих оценок является состоятельной [1, 2, 5], и, следовательно, оценку нельзя улучшить. Однако ниже будет показано, что решающее правило, получаемое с помощью таких оценок, не является наилучшим и, более того, не удовлетворяет основным требованиям, предъявляемым к решающим правилам, если только объемы выборок не увеличиваются неограниченно. Применение метода оценки параметров вероятностных распределений для получения решающего правила выполняется по следующей схеме.

По результатам наблюдений $x^{(1)*} = (x_1^{(1)}, \dots, x_{n_1}^{(1)})$ и $x^{(2)*} = (x_1^{(2)}, \dots, x_{n_2}^{(2)})$ случайных величин ξ_1 и ξ_2 производится оценка параметров соответствующих распределений. В нашем случае, как следует из (9), для параметров ω_1 и ω_2 имеем соответственно следующие оценки:

$$\theta_1 = \left(\frac{n_1 L}{bMx_1} \right)^{1/M}, \quad \theta_2 = \left(\frac{n_2 L}{bMx_2} \right)^{1/M}. \quad (10)$$

Далее все делается так, как если бы параметры распределений при альтернативах H_1 и H_2 действительно имели значение θ_1 и θ_2 соответственно.

Способ построения решающего правила для значений $x^{(3)*} = (x_1^{(3)}, \dots, x_{n_3}^{(3)})$ случайной величины ξ_3 , когда их распределение как при гипотезе H_1 , так и при гипотезе H_2 заданы, основан на фундаментальной лемме Неймана—Пирсона. Строится отношения правдоподобия

$$\Lambda(x^{(3)*} / \theta_1, \theta_2) = \frac{f_{\xi_3}(x_1^{(3)}, \dots, x_{n_3}^{(3)} / \theta_2)}{f_{\xi_3}(x_1^{(3)}, \dots, x_{n_3}^{(3)} / \theta_1)}$$

и выбирается порог $c(\theta_1, \theta_2)$, определяющий область принятия гипотезы H_2 , т.е. $\Lambda(x^{(3)*} / \theta_1, \theta_2) > c(\theta_1, \theta_2)$.

Порог $C(\theta_1, \theta_2)$ выбирается таким образом, чтобы $\alpha = \alpha_0$:

$$\Lambda(x^{(3)*} / \theta_1, \theta_2) = \left[\frac{u(\theta_2)}{u(\theta_1)} \right]^{n_3} \times \exp \left\{ -[g(\theta_2) - g(\theta_1)] \sum_{j=1}^{n_3} v(x_j^{(3)}) \right\} > c, \quad (11)$$

а

$$\ln \Lambda(x^{(3)*} / \theta_1, \theta_2) = n_3 \ln \left[\frac{u(\theta_2)}{u(\theta_1)} \right] - [g(\theta_2) - g(\theta_1)] \sum_{j=1}^{n_3} v(x_j^{(3)}) > \ln c.$$

При конкретных видах функции

$$v(z_i) = z_i^m; \quad u(\theta_1) = a\theta_1^L; \\ u(\theta_2) = a\theta_2^L; \quad g(\theta_1) = b\theta_1^M; \quad g(\theta_2) = b\theta_2^M \quad (12)$$

имеем

$$\ln \Lambda = n_3 \ln \left(\frac{\theta_2}{\theta_1} \right)^L - b(\theta_2^M - \theta_1^M) \sum_{j=1}^{n_3} v(x_j^{(3)})^m > \ln c. \quad (13)$$

Далее следует рассматривать два случая.

Первый случай: $\theta_1 < \theta_2$. Из (13) получим

$$\sum_{j=1}^{n_3} (x_j^{(3)})^m > \ln \left[\frac{1}{c} \left(\frac{\theta_2}{\theta_1} \right)^{n_3 L} \right] \times b^{-1} (\theta_2^M - \theta_1^M)^{-1} = c(\theta_1, \theta_2). \quad (14)$$

Используя формулу (8) и подставляя конкретный вид функции $u(\theta_1)$ и $g(\theta_1)$ из (12) при альтернативе H_1 находим

$$v(x_3 / \theta_1) = \frac{(a\theta_1^L)^{n_3}}{m^{n_3}} \times \exp \left[-b\theta_1^M x_3 \right]_{x_3}^{\frac{n_3 k - m + n_3}{m}} \frac{\left[\Gamma \left(\frac{k+1}{m} \right) \right]^{n_3}}{\left[\Gamma \left(\frac{n_3(k+1)}{m} \right) \right]}. \quad (15)$$

Тогда получим

$$\alpha_0 = \int_0^{c'} v(x_3 / \theta_1) dx_3 = G_{n_3, m, \kappa}(\theta_1^M b c), \quad (16)$$

где

$$G_{n_3, m, \kappa}(r) = \frac{\left[\Gamma\left(\frac{k+1}{m}\right)^{n_3} a^{n_3} b^{-\frac{n_3(k+1)}{m}} \right]}{\Gamma\left(\frac{n_3(k+1)}{m}\right) m^{n_3}} \times \int_0^r x_3^{\frac{n_3(k+1)}{m}-1} \exp(-x_3) dx_3. \quad (17)$$

Из (16) следует, что $c = G_{n_3, m, \kappa}^{-1}(\alpha_0) \theta_1^{-M} b^{-1}$, где $r = G_{n_3, m, \kappa}^{-1}(l)$ есть функция, обратная функции $l = G_{n_3, m, \kappa}(r)$. Область принятия гипотезы H_2 определяется неравенством $x_3 < G_{n_3, m, \kappa}^{-1}(\alpha_0) \theta_1^{-M} b^{-1}$. Используя выражение для θ_1 и θ_2 из (15) в пространстве (x_1, x_2, x_3) область принятия альтернативы можно определить неравенствами

$$\frac{x_1}{n_1} > \frac{x_2}{n_2}; \quad n_1 L x_3 < M x_1 G_{n_3, m, \kappa}^{-1}(\alpha_0).$$

Вводя обозначения

$$s = \frac{x_1}{x_3}; \quad t = \frac{x_2}{x_3}, \quad (18)$$

получаем, что в рассматриваемом случае область принятия гипотезы H_2 в пространстве (s, t) определится неравенствами

$$t < s \frac{n_2}{n_1}; \quad s > \frac{n_1 L}{M G_{n_3, m, \kappa}^{-1}(\alpha_0)}. \quad (19)$$

Второй случай: $\theta_1 > \theta_2$. Из (13) получаем

$$\sum_{j=1}^{n_3} \left(x_j^{(3)} \right)^m > \ln \left[c \left(\frac{\theta_2}{\theta_1} \right)^{nL} \right] \times \times b^{-1} \left(\theta_1^M - \theta_2^M \right)^{-1} = c(\theta_1, \theta_2). \quad (20)$$

Из неравенства (20), рассуждая аналогично случаю $\theta_1 \leq \theta_2$, получаем, что в пространстве (s, t) область принятия гипотезы H_2 определится неравенствами

$$t > s \frac{n_2}{n_1}, \quad s > \frac{n_1 L}{M G_{n_3, m, \kappa}^{-1}(1 - \alpha_0)}. \quad (21)$$

Окончательно находим, что область принятия гипотезы H_2 есть объединение областей, определяемых соотношениями (19) и (21) (рис. 1).

Отметим, что решающее правило не зависит от принятой системы измерения. Для определения вероятностей ошибок первого и второго рода вычислим плотность распределения вероятностей статистик s и t . Перейдем от статистики (x_1, x_2, x_3) с плотностью распределения вероятностей (1) к статистике (s, t, w) , определяемой соотношениями $x_1 = s x_3$, $x_2 = t x_3$, $x_3 = w$. Якобиан этого преобразования равен

$$I = \begin{vmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial s} & \frac{\partial x_1}{\partial t} & \frac{\partial x_1}{\partial w} \\ \frac{\partial x_2}{\partial s} & \frac{\partial x_2}{\partial t} & \frac{\partial x_2}{\partial w} \\ \frac{\partial x_3}{\partial s} & \frac{\partial x_3}{\partial t} & \frac{\partial x_3}{\partial w} \end{vmatrix} = w^2.$$

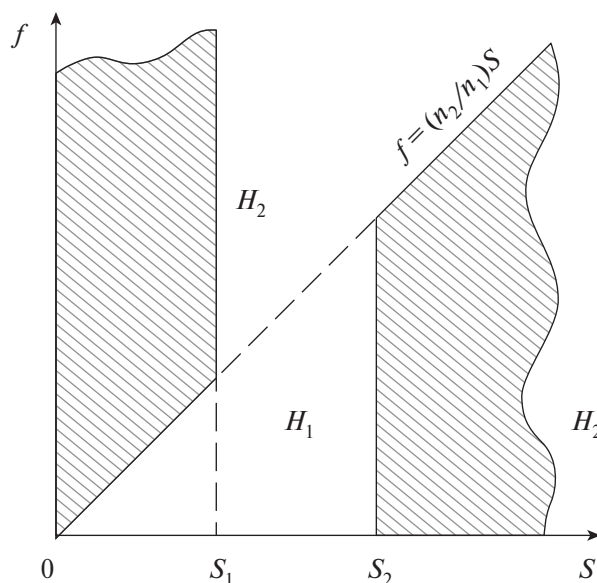


Рис. 1. Области принятия гипотез для классического решающего правила.

Отсюда плотность распределения вероятностей статистики (s, t, w) принимает вид

$$H(s, t, w) = h(x_1, x_2, x_3 / \omega_1, \omega_2, \omega_3) w^2 = \frac{u(\omega_1)^{n_1} u(\omega_2)^{n_2} u(\omega_3)^{n_3} \Psi S^{n'_1-1} t^{n'_2-1} w^{n'_1+n'_2+n'_3-1} [\Gamma(N)]^n}{m_n \Gamma(n'_1) \Gamma(n'_2) \Gamma(n'_3)}, \quad (22)$$

где

$$\begin{aligned} n &= n_1 + n_2 + n_3, \\ \Psi &= \exp \left\{ -W \left[g(\omega_1) S + g(\omega_2) t + g(\omega_3) \right] \right\}, \\ N &= \frac{\kappa + 1}{m}, \\ n'_1 &= n_1 N, \quad n'_2 = n_2 N, \quad n'_3 = n_3 N. \end{aligned}$$

Распределение статистики (s, t) получим интегрированием функции (22) по переменной w на интервале $(0, \infty)$. В результате находим

$$f(s, t) = \frac{u(\omega_1)^{n_1} u(\omega_2)^{n_2} u(\omega_3)^{n_3} B s^{n'_1-1} t^{n'_2-1}}{m^n \left[g(\omega_1) s + g(\omega_2) t + g(\omega_3) \right]^{n'_1+n'_2+n'_3}},$$

где

$$B = \frac{\Gamma(n'_1 + n'_2 + n'_3) \left[\Gamma\left(\frac{\kappa + 1}{m}\right) \right]^n}{\Gamma(n'_1) \Gamma(n'_2) \Gamma(n'_3)}.$$

Для конкретного вида функций u и g из (12) имеем

$$f(s, t) = \frac{a^n \omega_1^{n_1 L} \omega_2^{n_2 L} \omega_3^{n_3 L} B s^{n'_1-1} t^{n'_2-1}}{m^n \left[b(\omega_1^M s + \omega_2^M t + \omega_3^M) \right]^{n'}}, \quad (23)$$

где $n' = n'_1 + n'_2 + n'_3$. Обозначая $\lambda = \omega_2 / \omega_1$ и задавая условие $L = \frac{(\kappa + 1)M}{m}$, преобразуем $f(s, t)$ при гипотезе H_1 к виду

$$f_1(s, t) = \frac{a^n \lambda^{n_2 L} B s^{n'_1-1} t^{n'_2-1}}{m^n \left[b(s + 1 + \lambda^M t) \right]^{n'}},$$

а при гипотезе H_2 —

$$f_2(s, t) = \frac{a^n \lambda^{(n_1+n_2)L} B s^{n'_1-1} t^{n'_2-1}}{m^n \left[b(s + \lambda^M (t + 1)) \right]^{n'}}. \quad (24)$$

Из рис. 1 видно, что вероятности ошибок первого и второго рода можно определить следующим образом:

$$\alpha(\lambda) = \left[P_1(s_1) - Q_1(s_1) \right] + \left[Q_1(\infty) - Q_1(s_2) \right],$$

$$\beta(\lambda) = 1 - \left[P_2(s_1) - Q_2(s_1) \right] + \left[Q_2(\infty) - Q_2(s_2) \right],$$

где

$$\begin{aligned} P_j(y) &= \int_0^y \int_0^{\frac{y}{s}} f_j(s, t) ds dt, \\ Q_j(y) &= \int_y^\infty \int_0^{\frac{y}{s}} f_j(s, t) ds dt, \quad (j = 1, 2). \end{aligned} \quad (25)$$

4. РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО, УДОВЛЕТВОРЯЮЩЕЕ НЕОБХОДИМЫМ УСЛОВИЯМ ОПТИМАЛЬНОСТИ

Для случайных величин, принадлежащих к экспоненциальному семейству распределений с априорной параметрической неопределенностью можно построить несмещенное решающее правило, которое является подобным заданному уровню α_0 . Другими словами, решающее правило будет удовлетворять двум обязательным условиям оптимальности, (3) и (4). Искомое решающее правило выберем в классе решающих правил, представленных на рис. 2.

Для оптимизации свободными остаются только два параметра s_1 и s_2 .

Требования в процессе оптимизации следующие:

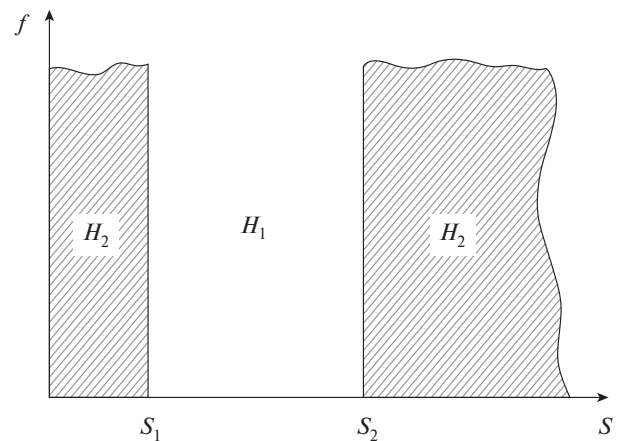


Рис. 2. Области принятия гипотез для оптимального решающего правила; область принятия гипотезы H_2 заштрихована.

$$1) \max \alpha(s_1, s_2, \lambda) = \alpha_0, \quad 0 < \lambda < \infty, \quad (26)$$

2) $\min D(s_1, s_2, \lambda)$, $0 < \lambda < \infty$, должен принимать для оптимальной пары (s_1, s_2) максимальное значение.

Здесь α_0 – заданное число ($0 < \alpha_0 < 1$) и $D(s_1, s_2, \lambda) = 1 - \beta(s_1, s_2, \lambda)$. Выражение для $\alpha(s_1, s_2, \lambda)$ и $D(s_1, s_2, \lambda)$ получаются с помощью P_1 и P_2 из (25):

$$\begin{aligned} \alpha(s_1, s_2, \lambda) = \\ = A_2 \left\{ \begin{aligned} &1 + B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c(j) \times \\ &\times \left[\frac{1}{(s_2 + 1)^{n'_3+j}} - \frac{1}{(s_1 + 1)^{n'_3+j}} \right] \end{aligned} \right\} = \alpha_0, \end{aligned} \quad (27)$$

где введены обозначения

$$A_2 = \frac{a^n \left[\Gamma\left(\frac{\kappa+1}{m}\right) \right]^n}{m^n b^{n'}}; \quad B_1 = \frac{\Gamma(n'_1 + n'_3)}{\Gamma(n'_3)}; \quad (28)$$

$$D(s_1, s_2, \lambda) = A_2 \left\{ \begin{aligned} &1 + B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c(j) \times \\ &\times \left[\lambda^{M_j+n_3L} (s_2 + \lambda^M)^{-n'_3-j} - \right. \\ &\left. - \lambda^{M_j+n_3L} (s_1 + \lambda^M)^{-n'_3-j} \right] \end{aligned} \right\}.$$

Задачу (26) решим методом неопределенных множителей Лагранжа. Для этого составим функционал

$$\begin{aligned} F = D(s_1, s_2, \lambda) + \mu [\alpha(s_1, s_2, \lambda) - \alpha_0] = \\ = A_2 \left\{ 1 + B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c(j) \left[\frac{1}{(s_2 + \lambda^M)^{n'_3+j}} - \frac{1}{(s_1 + \lambda^M)^{n'_3+j}} \right] \lambda^{M_j+n_3} \right\} + \\ + \mu \left\{ A_2 \left[1 + B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c(j) \left[\frac{1}{(s_2 + 1)^{n'_3+j}} - \frac{1}{(s_1 + 1)^{n'_3+j}} \right] \right] - \alpha_0 \right\}, \end{aligned} \quad (29)$$

где μ – неопределенный множитель Лагранжа, определяемый из условия (27).

Составляем уравнения

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial \lambda} = A_2 B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c'(j) \times \\ \times \left[\frac{s_2}{(s_2 + \lambda^M)^{n'_3+j+1}} - \frac{s_1}{(s_1 + \lambda^M)^{n'_3+j+1}} \right] \lambda^{M_j+n_3L-1} = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial s_1} = A_2 B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c'(j) \times \\ \times \left[\frac{\lambda^{M_j+n_3L}}{(s_2 + \lambda^M)^{n'_3+j+1}} - \frac{\mu}{(s_1 + 1)^{n'_3+j+1}} \right] = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial s_2} = A_2 B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c'(j) \times \\ \times \left[\frac{\lambda^{M_j+n_3L}}{(s_2 + \lambda^M)^{n'_3+j+1}} - \frac{\mu}{(s_2 + 1)^{n'_3+j+1}} \right] = 0, \end{aligned}$$

$$\text{где } c'(j) = \frac{(-1)^j}{(n'_1 - 1 - j)! j!}.$$

После некоторых преобразований получим следующую систему для определения s_1 и s_2 :

$$\begin{cases} A_2 \left\{ 1 + B_1 \sum_{j=0}^{n'_1-1} c(j) \left[\frac{1}{(s_2 + 1)^{n'_3+j}} - \frac{1}{(s_1 + 1)^{n'_3+j}} \right] \right\} = \alpha_0 \\ \left(\frac{s_1}{s_2} \right)^{n'_1} = \left(\frac{s_1 + 1}{s_2 + 1} \right)^{n'_3+n'_1} \end{cases} \quad (30)$$

$$\text{где } c(j) = \frac{(-1)^j}{(n'_1 - 1 - j)! j (n'_3 + j)}.$$

Систему (30) в общем случае можно решить численными методами на компьютере. Изложенная здесь методика позволяет получить решающие правила для частных распределений, которые входят в экспоненциальное семейство распределений. Для этого выражения конкретных функций u и g из (12) подставим в (7) и получим

$$f_{\xi_3} \left(x_j^{(3)} / \omega_3 \right) = a \omega_3^L \left(x_j^{(3)} \right)^K \exp \left(-b \omega_3^M \left(x_j^{(3)} \right)^m \right). \quad (31)$$

Перечислим конкретные виды распределений (31), представленные в табл. 1:

$$\omega \exp(-\omega x)$$

– экспоненциальное распределение;

$$\omega x \exp(-0.5 \omega x^2)$$

– распределение Релея;

$$\omega^2 x \exp(-\omega x) \frac{\omega^{m'}}{\Gamma(m')} x^{m'-1} \cdot e^{-\omega x}$$

– гамма-распределение;

$$m' \omega^{-1} x^{m'-1} \exp(-\omega^{-1} x^{m'})$$

– распределение Вейблла (m' – известный действительный параметр);

$$\omega^{-1/2} (2\pi)^{-1/2} \exp(-0.5 x^2 \omega^{-1})$$

– нормальное распределение с нулевым средним значением;

$$\frac{2}{(m'-1)} - (m' / \omega)^{m'} x^{2m'-1} \exp(-m' x^2 \omega^{-2})$$

– распределение Накагами (m' – целочисленный параметр).

Рассмотрим частные случаи решающего правила, получаемого методом оценки параметров. В табл. 2 приведены примеры процедур, основан-

ных на методе оценки неизвестных параметров, рассмотрены допустимые вероятности ошибок первого рода при $\alpha_0 = 0.5, 0.1, 0.2$, объемы обучающих и контрольных выборок от 1 до 20.

Приведены также значения порогов s_1 и s_2 и максимальные вероятности ошибок первого рода.

Как видно из табл. 2, максимальная вероятность ошибки первого рода для многих параметров в 25...8 раз превышает допустимую величину.

Зависимости $\alpha(\lambda)$ и $\beta(\lambda)$ для примера $n_1 = n_2 = n_3$, $\alpha_0 = 0,2$ приведены на рис. 3.

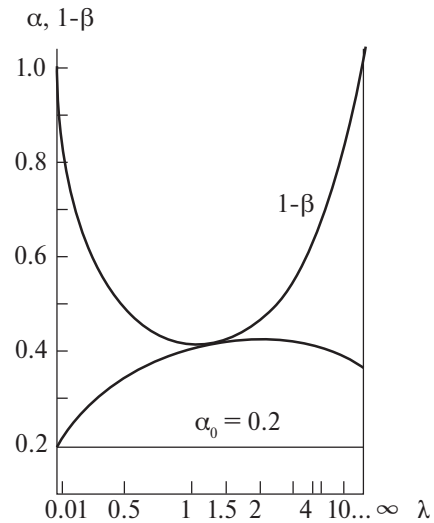


Рис. 3. Графики вероятностей ошибок первого и второго рода для классической решающей процедуры.

Таблица 1. Типы распределения, входящие в экспоненциальное семейство

Тип распределения $f_{\xi}(x / \omega)$	Набор параметров семейства распределений (31)					
	L	M	K	m	a	b
Экспоненциальное распределение	1	1	0	1	1	1
Распределение Релея	1	1	1	2	1	1/2
Гамма-распределение	m	1	1	1	$\frac{1}{\Gamma(m')}$	1
Распределение Вейблла	-1	-1	-1	$m' - 1$	m'	1
Нормальное распределение с нулевым средним значением	-1	-2	0	2	$\frac{1}{\sqrt{2\pi}}$	1/2
Распределение Накагами	$-m'$	-1	$2m' - 1$	2	$\frac{2m'^{m'}}{\Gamma(m')}$	m'

Таблица 2. Примеры классических решающих правил

$n_1 = n_2 = n_3$	$\alpha_0 = 0.05$			$\alpha_0 = 0.1$			$\alpha_0 = 0.2$		
	s_1	s_2	$\max \alpha(\lambda)$ λ	s_1	s_2	$\max \alpha(\lambda)$ λ	s_1	s_2	$\max \alpha(\lambda)$ λ
1	0.33	14.3	0.257	0.43	10	0.312	0.62	4.48	0.42
2	0.44	6.25	0.233	0.53	4	0.303	0.66	2.43	0.412
3	0.49	3.75	0.224	0.58	2.72	0.304	0.7	2	0.409
4	0.53	3.08	0.218	0.61	2.35	0.296	0.73	0.74	0.416
5	0.56	2.63	0.24	0.64	2.08	0.318	0.74	1.61	0.424
6	0.6	2.4	0.23	0.66	1.93	0.312	0.78	1.54	0.386
7	0.61	2.2	0.223	0.68	1.82	0.31	0.79	1.49	0.37
8	0.63	2.1	0.22	0.7	1.74	0.3	0.8	1.45	0.365
9	0.64	2	0.215	0.73	1.67	0.29	0.81	1.43	0,36
10	0,65	1,9	0,2	0,76	1,56	0,28	0,82	1,4	0.35
15	0.7	1.66	0.16	0.78	1.47	0.22	0.83	1.3	0.32
20	0.73	1.55	0.11	0.79	1.4	0.17	0.85	1.24	0.3

Рассмотрим частные случаи для решающего правила, удовлетворяющего условиям оптимальности (табл. 3).

Рассмотрены допустимые вероятности ошибок первого рода для $\alpha_0 = 0.5, 0.1, 0.2$, объемы обучающих и контрольных выборок от 1 до 20, а также приведены значения порогов s_1 и s_2 .

Нетрудно показать, что в рассмотренных процедурах минимальное значение $D = 1 - \beta$ достигается при $\lambda = 1$. На рис. 4 приведены графики функции $\alpha(\lambda)$ и $D = 1 - \beta(\lambda)$ для случая $n_1 = n_2 = n_3 = 5$, $\alpha_0 = 0.2$.

Отметим, что при $\lambda > 1$ на оси абсцисс откладывается величина $2 - 1/\lambda$. Ясно, что найденное решающее правило является подобным уровню α_0 и несмещенным.

Для остальных примеров эти графики аналогичные.

В качестве меры эффективности оптимальной процедуры по отношению к процедуре, получаемой методом оценки параметров, рассмотрим величину $\eta_{\alpha_0} = 1 - \frac{\alpha_0}{\alpha_{\max}}$, где α_0 —

допустимая вероятность ошибки первого рода для обеих рассмотренных процедур, а $\alpha_{\max}$ — это фактическая вероятность ошибки первого рода при процедуре, получаемой методом оценки неизвестных параметров.

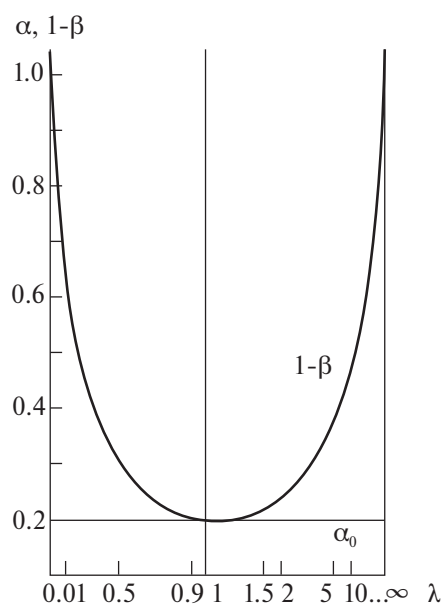


Рис. 4. Графики вероятностей ошибок первого и второго рода для оптимальной решающей процедуры.

Таблица 3. Примеры оптимальных решающих процедур

$n_1 = n_2 = n_3$	$\alpha_0 = 0.05$		$\alpha_0 = 0.1$		$\alpha_0 = 0.2$	
	s_1	s_2	s_1	s_2	s_1	s_2
1	0.33	33.33	0.5	20	0.11	9.09
2	0.1	10	0.15	6.66	0.24	4.16
3	0.16	6.25	0.23	4.34	0.32	3.12
4	0.21	4.76	0.28	3.57	0.38	2.63
5	0.26	3.84	0.33	3.03	0.43	2.32
6	0.29	3.44	0.37	2.7	0.46	2.174
7	0.32	3.125	0.4	2.5	0.49	2.04
8	0.35	2.857	0.42	2.38	0.52	1.926
9	0.38	2.63	0.45	2.22	0.54	1.8519
10	0.42	2.38	0.48	2.08	0.56	1.7857
15	0.51	1.96	0.54	1.85	0.68	1.47
20	0.56	1.8	0.62	1.61	0.75	1.33

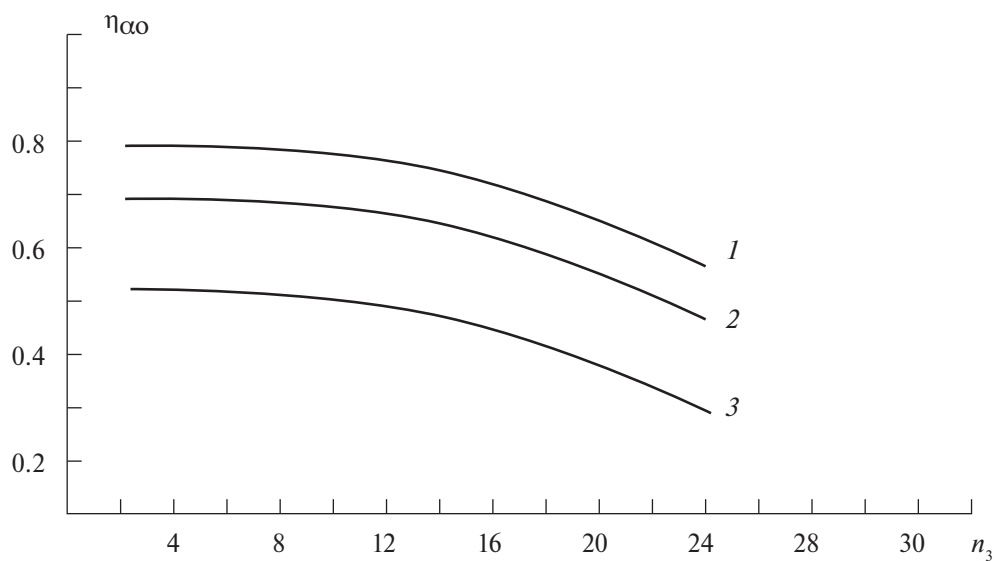


Рис. 5. Соотношение решающих процедур для $\alpha_0 = 0.05$ (1), 0.1 (2) и 0.2 (3).

На рис. 5 показаны зависимости η_{α_0} от длины выборки n_3 при разных α_0 .

С ростом n_3 , η_{α_0} уменьшается, при $n_3 \rightarrow \infty$ обе процедуры становятся эквивалентными.

Как видно из рис. 5, при увеличении n_3 уменьшается η_{α_0} , а при $n_3 \rightarrow \infty$, $\alpha_{\max} \rightarrow \alpha_0$, $\eta_{\alpha_0} \rightarrow 0$ обе процедуры становятся эквивалентными.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе получены следующие результаты.

Предложен новый подход к решению задачи обучения принятию статистических решений по выборкам ограниченного объема для экспоненциальных семейств распределений при априорной параметрической неопределенности.

Разработано решающее правило, удовлетворяющее необходимым условиям оптимальности: постоянству средней вероятности ошибки первого рода и несмещенности. Рассматриваются конкретные решающие процедуры для частных распределений, полученных от обобщенного алгоритма.

Показана эффективность разработанной оптимальной процедуры для выборок малого объема.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках госзадания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арманд Н.А., Крапивин В.Ф., Мкртчян Ф.А. Методы обработки данных радиофизического исследования окружающей среды. М.: Наука, 1987.
2. Мкртчян Ф.А. Оптимальное различение сигналов и проблемы мониторинга. М.: Наука, 1982.
3. Mkrtchyan F.A., Varotsos C.A. // Water, Air, & Soil Pollution. 2018. V. 229. № 8. Article No. 273.
4. Данков П.П. // РЭ. 1965. Т. 10. № 10. С. 1774.
5. Леман Э. Проверка статистических гипотез. М.: Наука, 1979.

NEW METHODS FOR STATISTICAL DECISION MAKING IN CONDITIONS OF A LIMITED VOLUME OF OBSERVATIONS AND WITH A PRIORI PARAMETRIC UNCERTAINTY

F. A. Mkrtchyan

*Fryazino Branch Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics,
Russian Academy of Sciences, Fryazino, Moscow region, 141190 Russia*

E-mail: ferd47@mail.ru

A new generalized adaptive algorithm for learning to make statistical decisions for exponential families of distributions with a priori parametric uncertainty in conditions of small samples has been developed. A generalized decision rule is presented, obtained by estimating unknown parameters of distributions, as well as a decision rule that satisfies the necessary optimality conditions: constancy of the average probability of a type I error and unbiasedness. Specific decision procedures for partial distributions obtained from a generalized algorithm are considered. Numerical examples are given. The effectiveness of the developed optimal procedure for small samples is shown.

Keywords: a priori parametric uncertainty, general adaptive algorithm, exponential family of distributions, small samples

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.375.4;621.382.33

КРИОГЕННЫЙ БИПОЛЯРНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ

© 2024 г. И. Л. Новиков^a, Д. И. Вольхин^a, А. Г. Вострецов^{a, b, *}

^aНовосибирский государственный технический университет,
просп. К. Маркса, 20, Новосибирск, 630073 Российская Федерация

^bИнститут горного дела им. Н.А. Чинакала СО РАН,
Красный просп., 54, Новосибирск, 630091 Российская Федерация

*E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru

Поступила в редакцию 15.02.2023 г.

После доработки 09.03.2023 г.

Принята к печати 15.03.2023 г.

Исследован малошумящий биполярный дифференциальный усилитель постоянного тока при температурах 300 и 77 К. Показано, что для обеспечения наилучших характеристик усилителя по коэффициенту шума при понижении рабочей температуры с 300 до 77 К желательно использовать транзистор в режиме малых токов, не превышающих 2 мА. Установлено, что понижение рабочей температуры до 77 К приводит к уменьшению входного сопротивления усилителя с величины в несколько килоом до 100 Ом, динамический диапазон возрастает с 80 до 85 дБ, коэффициент гармоник возрастает с 0.09% до 1%. Кроме того, понижение рабочей температуры до 77 К оказывает значительное влияние на шумовые свойства усилителя: спектральная плотность шума напряжения понижается с 1 до 0.4 нВ/Гц^{1/2}, спектральная плотность шума тока возрастает с 2.5 до 9 пА/Гц^{1/2}, при этом также повышаются пороговые частоты 1/f шума: по напряжению с (0.1...10) до 20 Гц и по току с (10...100) до 1000 Гц. Обоснована возможность применения усилителя для низкотемпературных измерений образцов с низким входным сопротивлением.

Ключевые слова: малошумящий биполярный дифференциальный усилитель постоянного тока, спектральная плотность шума напряжения, спектральная плотность шума тока, низкотемпературные измерения

DOI: 10.31857/S0033849424010078, EDN: KZSOZZ

ВВЕДЕНИЕ

Малошумящие усилители постоянного тока широко используются в различных областях исследований, где требуются измерения слабого сигнала на низких частотах: детектирование инфракрасного излучения, дефектоскопия, медицина, измерение параметров электронных устройств [1–6]. Характеристики таких усилителей и систем считывания на их основе зависят от характеристик транзисторов и конструкции усилителей. Доступность современного криогенного оборудования открыла большие возможности для изучения свойств различных материалов и структур при низких (<100 К) и сверхнизких температурах (<1 К). Однако все исследования, для которых необходимо охлаждение образцов, требуют решения вопроса с задающей и измерительной системами. В большинстве случаев

современные задающая и считывающая системы основаны на полупроводниковой электронике, место расположения которой отделено от образца значительными расстояниями и рабочая температура которой сильно отличается от рабочей температуры образца. Эти обстоятельства влияют на результаты измерений и ограничивают предельную чувствительность. По этой причине с появлением первых систем охлаждения предпринимались попытки создания криогенных считывающих систем, расположенных вблизи исследуемых образцов.

Как известно, при построении малошумящих и сверхмалошумящих усилителей для низкочастотных измерений используются полевые и биполярные транзисторы [7, 8]. Обе эти технологии подходят и для криогенных применений [9, 10]. Для усилителей постоянного тока существенной

характеристикой является уровень фликкер-шума. В этом плане наиболее перспективны усилители, построенные на биполярных кремниевых транзисторах, у которых пороговая частота $1/f$ шума зачастую на несколько порядков ниже аналогичной частоты сопряжения полевых транзисторов. Кремниевая биполярная технология имеет относительно высокую рабочую криогенную температуру с пределом порядка 50 К, что связано с существенным уменьшением носителей заряда вследствие эффекта вымораживания. Тем не менее она остается актуальной для создания считывающих систем, требующих низких частот, потому что обладает наименьшим значением фликкер-шума среди всех микроэлектронных технологий.

Постоянное улучшение кремниевой биполярной технологии приводит к изменению рабочих характеристик транзисторов как при комнатных, так и при криогенных температурах, при этом устаревшие компоненты перестают производить, делая невозможным изготовление низкочастотных усилителей на ранее исследованных транзисторах. По этой причине исследование свойств криогенных усилителей, построенных на современной элементной базе, остается актуальной задачей.

Ранее авторами были получены [11, 12] основные характеристики для усилителей, построенных на биполярных коммерчески доступных транзисторах и работающих в однотактном режиме как в нормальных условиях, так и при криогенных температурах.

Данная работа является дальнейшим развитием работ [11, 12]. В частности, приводятся результаты экспериментального исследования малошумящего усилителя постоянного тока, работающего в дифференциальном режиме при нормальных (300 К) и криогенных (77 К) температурах. Экспериментально полученные характеристики дифференциального усилителя включают в себя амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), спектральные плотности шумов тока и напряжения, а также динамический диапазон и коэффициент гармоник при различных рабочих токах коллектора для указанных температур.

Последние две характеристики как для криогенных, так и для традиционных малошумящих усилителей ранее не исследовались (литература по данному вопросу нами практически не найдена). Обусловлено это, видимо, тем, что такие

усилители обычно предназначены для работы в режиме малого сигнала, т.е. предполагается, что линейный режим усилителя будет обеспечен автоматически. Однако некоторые применения такого усилителя, особенно в условиях низких температур, могут привести к выводу его из линейного режима. В этом случае данные параметры представляют значительный интерес.

1. ДИЗАЙН УСИЛИТЕЛЯ И СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЙ

В исследуемом экспериментальном образце усилителя постоянного тока использован тот же тип схемы, что и в работе [11]. Схема (рис. 1) представляет собой дифференциальный каскад, выполненный на двух коммерчески доступных биполярных кремниевых малошумящих транзисторах SSM2212 (транзисторы VT1 и VT2 с защитными диодами D1, D2) и встроенный источник стабильного тока на транзисторах SSM2220 и SSM2212 (соответственно транзисторы VT3, VT4 и VT5, VT6).

Особенностью схемы является только то, что базовые клеммы обоих транзисторов не заземлены. В качестве источника питания использован

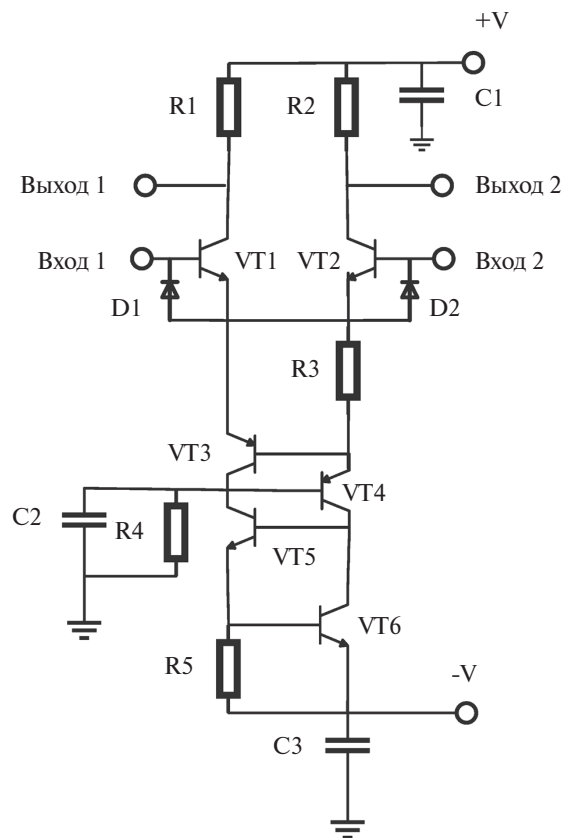


Рис. 1. Схема малошумящего усилителя постоянного тока.

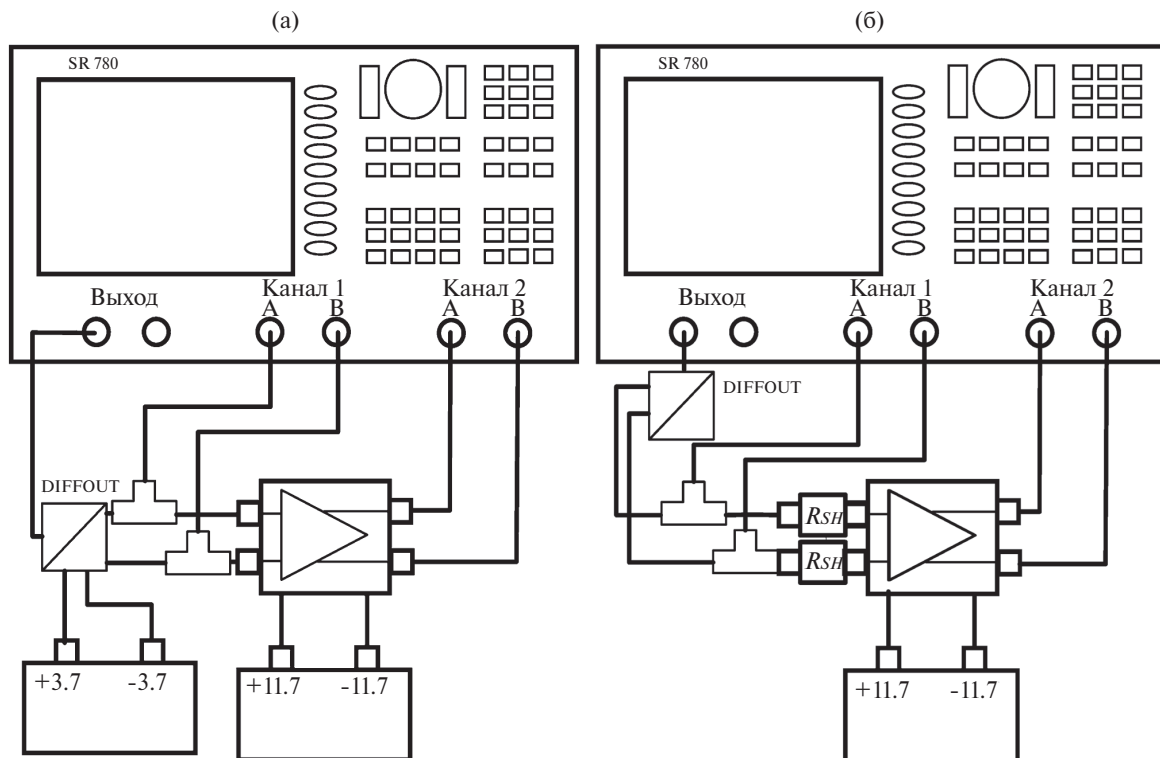


Рис. 2. Схемы измерения коэффициента усиления: а – без шунтирующего резистора для измерения шума напряжения, б – с шунтирующим резистором для измерения шума тока (источник питания дифференциального выходного буфера DIFFOUT не показан).

биполярный источник напряжения. Встроенный источник тока задает рабочий коллекторный ток усилителя.

Экспериментальный образец усилителя смонтирован на печатной плате, помещенной в металлический корпус. Все разъемы коаксиальные, что позволяет использовать коаксиальные кабели с высоким коэффициентом подавления внешних помех.

В конструкции использованы конденсаторы и резисторы со следующими значениями сопротивления и емкости: $R1 = R2 = 2.7 \text{ кОм}$, $R4 = 560 \text{ кОм}$, $C1, C3 = 470 \text{ нФ}$, $C2 = 1 \text{ нФ}$. Тип резисторов – тонкопленочные mini-MELF, тип керамических конденсаторов – C0G. Все пассивные элементы были протестированы при криогенных температурах. Уход номиналов пассивных элементов при 77 К не превышал 1%.

В качестве источника питания были использованы литий-ионные аккумуляторы, помещенные в металлический корпус, с напряжением $\pm 11.7 \text{ В}$.

Все измерения проводили при температурах 300 и 77 К с использованием анализатора

спектра динамического сигнала SR780. Значения коллекторного тока усилителя обеспечивались соответствующим выбором и установкой резисторов $R3$ и $R5$ в цепи встроенного источника тока (см. рис. 1). Значения сопротивлений данных резисторов изменялись в диапазоне от 2.2 кОм (минимальный рабочий ток) до 330 Ом (максимальный рабочий ток).

1.1. Коэффициент усиления

Для измерения коэффициента усиления усилителя использовали схемы измерений для двух типов входных цепей усилителя:

1-й тип – без добавочных резисторов на входах усилителя (рис. 2а),

2-й тип – с добавочными последовательно включенными резисторами R_{SH} на каждом входе усилителя (рис. 2б).

В соответствии с этими схемами измеряли АЧХ усилителя. В ходе измерений амплитуда входного гармонического сигнала устанавливалась равной 2 мВ. Для реализации преобразования выходного сигнала в дифференциальный

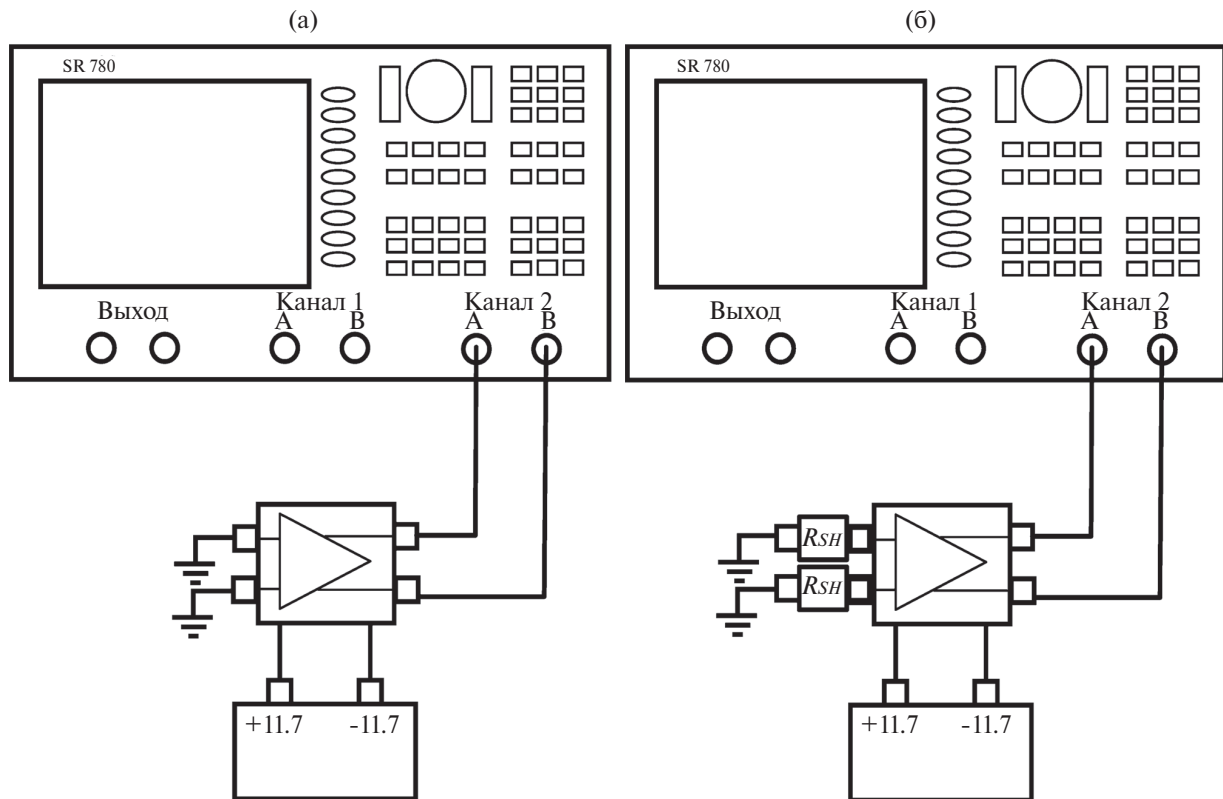


Рис. 3. Схемы измерения напряжения (а) и тока (б) спектральной плотности шума.

был использован дифференциальный выходной буфер DIFFOUT с коэффициентом усиления, равным единице, и полосой пропускания более 1 МГц.

Коэффициент усиления G_0 , полученный при реализации 1-го типа входных цепей использовался для расчета приведенного ко входу шума напряжения усилителя. Коэффициент усиления, полученный при реализации 2-го типа входных цепей, использовался для расчета приведенного ко входу шума тока усилителя. Значения сопротивлений добавочных резисторов R_{SH} составляли величину 10 кОм.

Измерение значений тока коллекторов осуществлялось косвенным методом — путем измерения напряжений на резисторах R1 и R2 в цепях коллекторов (см. рис. 1). Измерения при 77 К выполнялись следующим образом: усилитель помещали в сосуд Дьюара, наполненный жидким азотом. После завершения процесса охлаждения усилителя выходное напряжение усилителя измеряли непосредственно между центральным проводником выходного коаксиального кабеля и положительной клеммой батареи питания.

1.2. Измерение спектральной плотности шума, коэффициента гармоник и динамического диапазона усилителя

Схемы измерения спектральной плотности шума напряжения и тока показаны на рис. 3. Для измерения спектральной плотности шума напряжения и тока использовали соответственно 1-й и 2-й тип входных цепей усилителя, замкнутых на «землю» (рис. 3а и 3б).

Для измерения коэффициента гармоник использовалась схема, представленная на рис. 3а. При этом анализатор спектра динамического сигнала переводили в режим анализатора спектра с внутренним генератором входного гармонического сигнала. Использовали гармонический сигнал с частотой 1 кГц и амплитудой $U_{вх}$, изменяющейся в диапазоне от 1 мВ до значения U_{max} (выбор величины U_{max} поясняется ниже). В процессе измерения для каждой амплитуды входного сигнала в полосе частот до 100 кГц фиксировалось $N = 99$ отсчетов U_i , $i = 1...N$, спектральной плотности напряжения. На основе

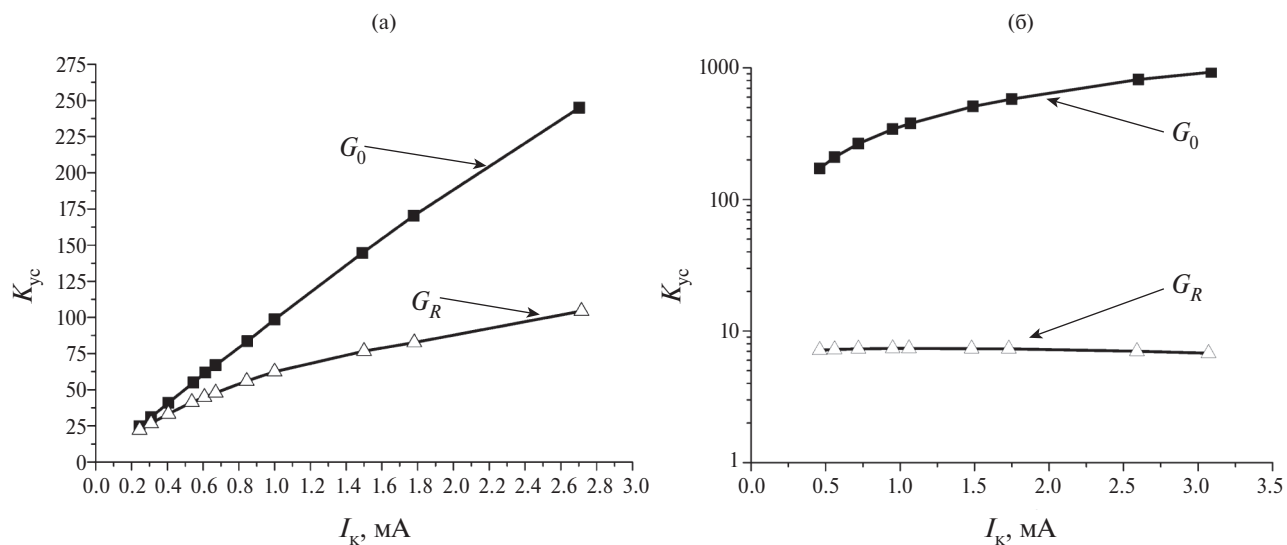


Рис. 4. Зависимости коэффициентов усиления усилителя от тока коллектора при 300 К (а) и 77 К (б).

полученных отсчетов был рассчитан коэффициент гармоник K_r

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^N U_i^2}}{U_1} \times 100\% \quad (1)$$

Значение $U_{\max}$ было выбрано равным амплитуде генератора, вызывающей сплошное заполнение спектра всеми гармониками в данном частотном диапазоне.

Для определения динамического диапазона D также использовали спектральные плотности шума напряжения в диапазоне до 100 кГц при различных амплитудах генератора. В этом случае динамический диапазон рассчитывали следующим образом:

$$D = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{2} U_{\text{шум}}} \right), \quad (2)$$

где $U_{\text{шум}}$ — среднеквадратическое значение шумового напряжения,

$$U_{\text{шум}} = \sqrt{\sum_{j=1}^{N_z} (S_j \sqrt{\Delta f})^2}, \quad (3)$$

N_z — общее число отсчетов спектральной плотности напряжения шума в заданном частотном диапазоне, Δf — шаг дискретизации по частоте.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 4–8 приведены полученные экспериментально зависимости параметров усилителя постоянного тока от тока коллектора при температурах 300 и 77 К.

На рис. 4 показаны зависимости коэффициентов усиления G_R и G_0 , соответственно, при наличии добавочного резистора ($R_{SH} = 10$ кОм) на входе усилителя и в его отсутствие ($R_{SH} = 0$) от тока коллектора на частоте 2 кГц. Из рис. 4 видно, что коэффициент усиления G_0 усилителя с увеличением тока коллектора растет быстрее, чем коэффициент усиления G_R . Значения ширины полосы пропускания усилителя при температурах 300 и 77 К и различных токах коллектора приведены в табл. 1.

Из таблицы видно, что при 77 К ширина полосы пропускания усилителя составляет величину более 100 кГц и не зависит от тока коллектора и наличия добавочного резистора на входе усилителя. В то же время при температуре 300 К наличие шунтирующего резистора приводит к изменению ширины полосы пропускания от величины коллекторного тока и существенно сужает полосу пропускания. Результаты измерения спектральных плотностей шумов напряжения и тока усилителя при минимальных ($I_{k \min}$) и максимальных ($I_{k \max}$) токах коллектора и температурах 300 и 77 К показаны на рис. 5.

Измерения проводили в диапазоне частот от 0.25 Гц до 102.4 кГц. Согласно представленным на рис. 5 данным, паразитные пики на спектрах шума напряжения, связанные с внешними помехами, заметны в низкочастотной области, с максимумом на частотах 50...300 Гц. Основной вклад в эти пики вносят паразитные наводки сигнала промышленной сети частотой 50 Гц и его гармоники.

Таблица 1. Полоса пропускания усилителя при различных значениях тока коллектора при температуре 300 и 77 К

Тип входной цепи усилителя	Ток коллектора, мА	Полоса пропускания, кГц
$T = 300 \text{ K}$		
Без добавочного резистора R_{SH}	0.25	≥ 100
	0.31	
	0.41	
	0.55	
	0.61	
	0.67	
	0.85	
	1	
	1.5	
	1.78	
	2.70	
С добавочным резистором R_{SH}	0.25	15.2
	0.31	19.8
	0.41	21.8
	0.54	27.4
	0.61	30.1
	0.67	34.1
	0.84	36.2
	1	37.9
	1.5	43.3
	1.78	49.5
	2.72	54.5
$T = 77 \text{ K}$		
Оба типа входной цепи	0.46	≥ 100
	0.56	
	0.72	
	0.95	
	1.07	
	1.49	
	1.75	
	2.6	
	3.09	

Из полученных шумовых характеристик был рассчитан коэффициент шума NF усилителя в зависимости от рабочего тока и сопротивления источника. Согласно [13] коэффициент шума равен

$$NF = 10 \lg \left(\frac{S_{VR}^2 + S_V^2 + S_I^2 R_S^2}{S_{VR}^2} \right), \quad (4)$$

где S_{VR} – спектральная плотность шума напряжения сопротивления источника входного

сигнала R_S ; S_V – спектральная плотность шума напряжения усилителя, приведенная ко входу, S_I – спектральная плотность шума тока усилителя, приведенная ко входу.

На рис. 6 представлена зависимость коэффициента шума от сопротивления источника при разных токах коллектора при температуре 77 К.

Видно, что уровень коэффициента шума увеличивается с ростом тока усилителя при фиксированном

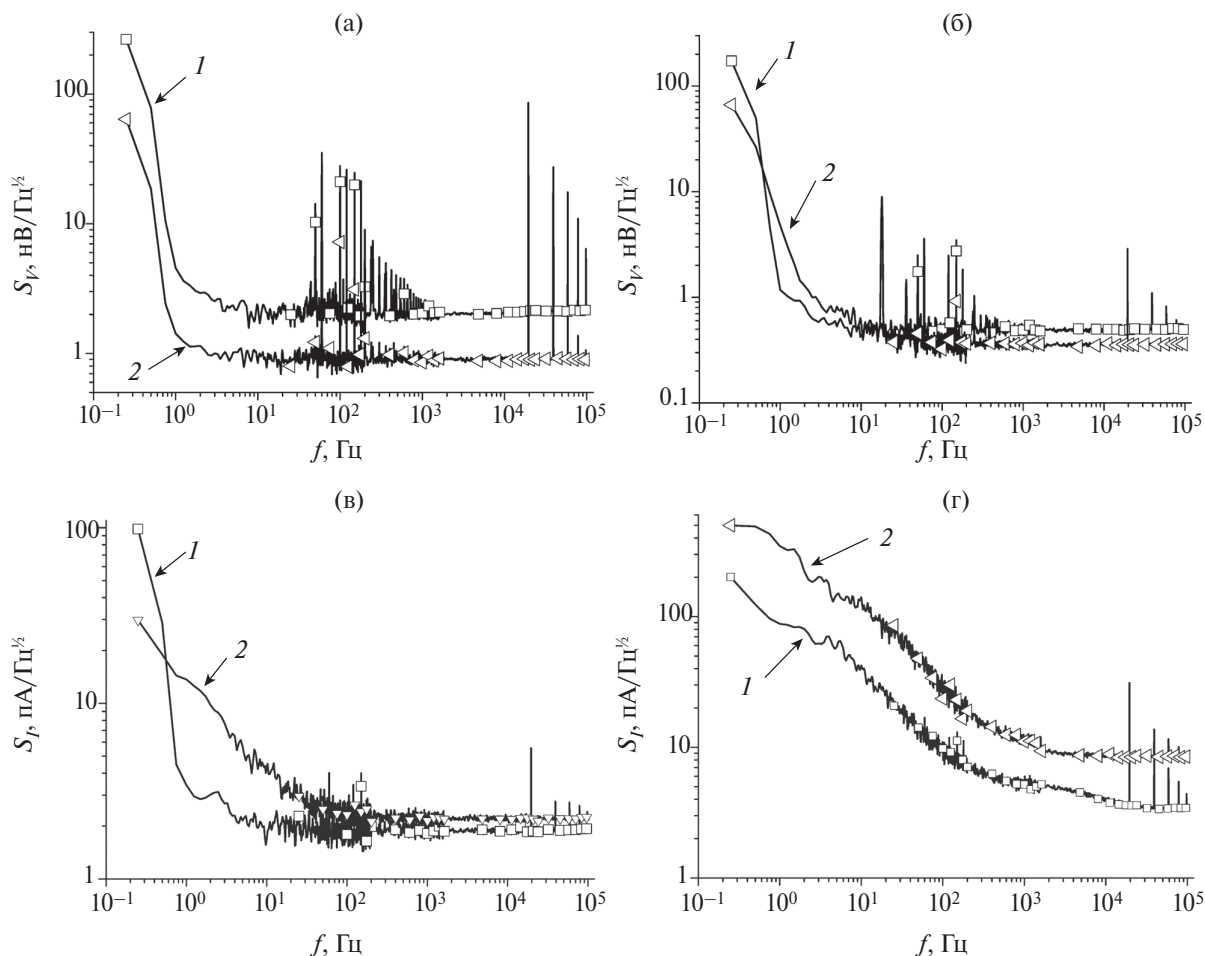


Рис. 5. Спектральные плотности шума напряжения (а,б) и тока (в,г) при минимальном (1) и максимальном (2) токах коллектора: а, в – $T = 300$ К, $I_{\text{к min}} = 0.25$ мА, $I_{\text{к max}} = 1.78$ мА; б, г – $T = 77$ К, $I_{\text{к min}} = 0.46$ мА, $I_{\text{к max}} = 3.1$ мА.

рованном значении сопротивления источника входного сигнала.

На рис. 7а, 7б показаны зависимости коэффициента гармоник и динамического диапазона усилителя от величины тока коллектора при температурах 300 и 77 К.

Измерение коэффициента гармоник проводилось при амплитуде 5 мВ напряжения входного гармонического сигнала. Из рис. 7а видно, что с ростом коллекторного тока величина коэффициента гармоник уменьшается, при этом охлаждение усилителя до 77 К почти на порядок повышает коэффициент гармоник по сравнению с его значением при 300 К. Что касается динамического диапазона (рис. 7б), то при увеличении коллекторного тока динамический диапазон усилителя увеличивается, а охлаждение усилителя до 77 К приводит к его расширению на величину порядка 5 дБ.

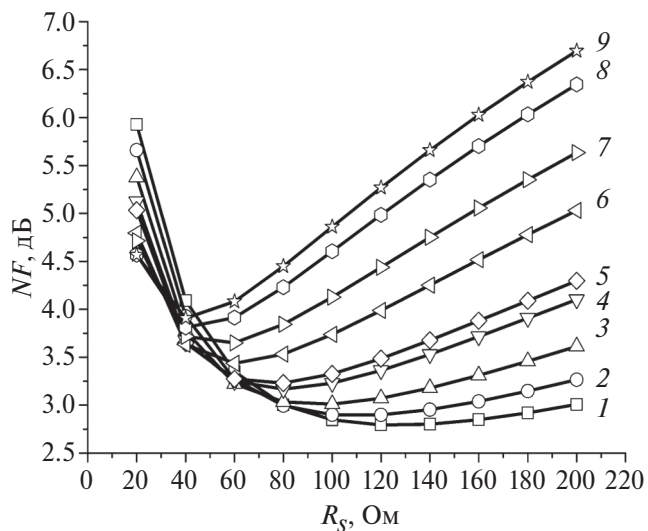


Рис. 6. Зависимость коэффициента шума усилителя от сопротивления источника при $T = 77$ К и различных токах коллектора: 0.46 (1), 0.56 (2), 0.72 (3), 0.95 (4), 1.07 (5), 1.49 (6), 1.8 (7), 2.6 (8) и 3.1 мА (9).

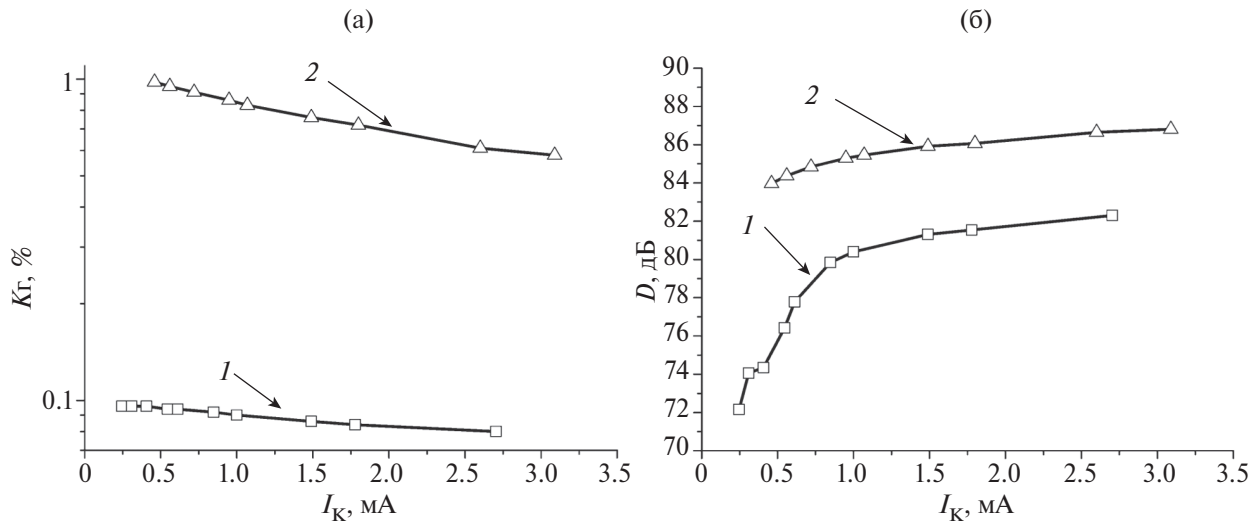


Рис. 7. Зависимость коэффициента гармоник (а) и динамического диапазона усилителя (б) от тока коллектора при $T = 300$ (1) и 77 К (2).

Дополнительно был оценен модуль комплексного входного сопротивления усилителя $Z_{вх}$. Добавочный резистор R_{SH} и комплексное входное сопротивление усилителя $Z_{вх}$ образуют делитель напряжения с коэффициентом деления, равным отношению G_0/G_R . Модуль комплексного входного сопротивления усилителя в этом случае равен

$$|Z_{вх}| = \frac{G_R R_{SH}}{G_0 - G_R}. \quad (5)$$

Зависимость модуля комплексного входного сопротивления усилителя от тока коллектора (рис. 8) показывает, что входное сопротивление при охлаждении усилителя до температуры 77 К значительно уменьшается с увеличением тока коллектора – примерно с 500 до 75 Ом.

Такое поведение входного сопротивления указывает на возможность использования усилителя только в цепях с низким выходным сопротивлением, таких как измерения сверхпроводящих квантовых интерференционных детекторов (СКВИДов), или контактов Джозефсона.

3. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Характеристики малошумящего усилителя постоянного тока на основе коммерческих биполярных транзисторов при его охлаждении показали изменение свойств полупроводниковых приборов, а именно значительное увеличение тока базы из-за эффекта вымораживания

носителей заряда и связанное с таким увеличением падение входного сопротивления усилителя, и рост входного шума тока [12].

Результаты измерений спектральных плотностей шума напряжения усилителя показали значительное снижение уровня шума с $1 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ до уровня менее $0.4 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ на частоте 10 кГц и увеличение пороговой частоты фликкер-шума с 10 до 20 Гц при 77 К. Результаты измерений спектральных плотностей шума тока показали значительное увеличение уровня шума, до $9 \text{ пА/Гц}^{1/2}$ при 10 кГц, а пороговая ча-

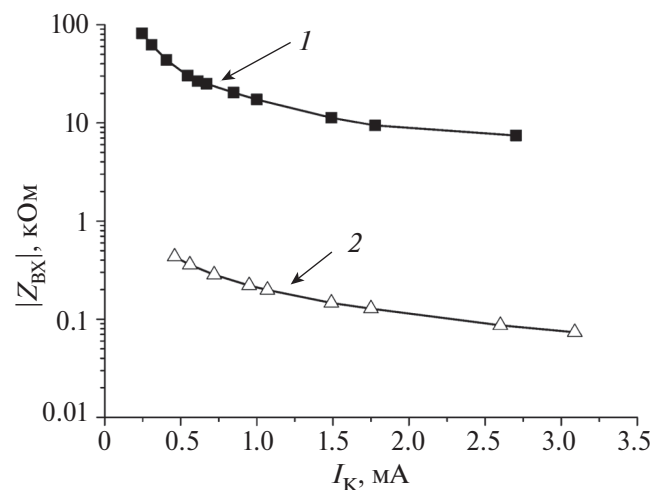


Рис. 8. Зависимость модуля комплексного входного сопротивления усилителя от тока коллектора при $T = 300$ (1) и 77 К (2).

стога фликкер-шума увеличивается до 1 кГц при 77 К. Уровни шума напряжения имеют те же значения, что и сообщалось авторами для дифференциального усилителя с заземлением одного из его плеч [11], но уровни шума тока примерно в $\sqrt{2}$ раз превышают значения, полученные в [11], что характерно для дифференциального усилителя. Значительное изменение уровня шума тока усилителя с охлаждением указывает на сильное падение коэффициента усиления по току транзисторов. Изменение спектра шума тока также указывает на то, что температура оказывает значительное влияние на характер протекания тока через транзисторную структуру [12].

Коэффициент шума сильно зависит от сопротивления источника, подключаемого ко входу усилителя при охлаждении. При малых рабочих токах усилителя коэффициент шума имеет минимум при больших значениях сопротивления источника. При повышении рабочего тока минимум коэффициента шума смещается в сторону малого значения сопротивления источника, показывая преобладание шума тока усилителя. Абсолютная величина коэффициента шума увеличивается с ростом рабочего тока усилителя. Такое поведение также показывает преобладание шума тока усилителя над шумом напряжения. Оптимальное значение сопротивления источника для данного усилителя при $T = 77$ К находится в диапазоне 40...130 Ом, что указывает на использование данного устройства для измерений преимущественно низкоомных образцов. Рабочий ток усилителя, работающего при температуре 77 К, целесообразно задавать на уровне не выше 2 мА.

Динамический диапазон и коэффициент гармоник также изменяются при охлаждении. Динамический диапазон увеличивается с 80 дБ при 300 К до 85 дБ при 77 К. Такое поведение динамического диапазона можно объяснить падением уровня шума напряжения при 77 К. Коэффициент гармоник увеличивается с 0.09% при 300 К до 1% при 77 К, что можно объяснить изменением формы входной вольт-амперной характеристики транзисторов при их охлаждении, в частности, изменением ее крутизны [12].

Кроме того, динамический диапазон и коэффициент гармоник зависят от величины коллекторного тока усилителя. Динамический диапазон усилителя увеличивается при увеличении тока, так как уровень шума напряжения снижается в представленном диапазоне. Коэффициент

гармоник уменьшается при увеличении тока, поскольку нелинейность входной вольт-амперной характеристики транзистора уменьшается при возрастании тока коллектора.

Модуль комплексного входного сопротивления усилителя значительно падает — с десятков килоом при 300 К до величин порядка 100 Ом при 77 К. Такое поведение входного сопротивления указывает на то, что усилитель можно использовать только для измерений образцов с низким сопротивлением, таких как СКВИДы, или контакты Джозефсона.

Результаты сравнения различных низкочастотных малошумящих усилителей на биполярных транзисторах представлены в табл. 2.

К сожалению, информация о динамическом диапазоне и коэффициенте гармоник в документах не представлена. В табл. 2 показаны значения как общего уровня шумов напряжения и тока усилителей, так и приведенных к одной дифференциальной паре. Кроме этого, указаны типы транзисторов и количество пар транзисторов, подключенных параллельно для снижения приведенного ко входу шума усилителя. К сожалению, не все авторы указывают количество пар транзисторов, используемых ими в усилителях, поэтому оценить уровень шума одной пары транзисторов удалось не для всех усилителей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, были измерены характеристики малошумящего усилителя постоянного тока при комнатной температуре и температуре жидкого азота. Конструкция усилителя основана на схеме дифференциального усилителя с малошумящими биполярными транзисторами в качестве активных элементов. Параметры усилителя при 300 К хорошо согласуются со спецификацией транзистора, приведенными производителем Analog Device (<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/SSM2212.pdf>).

При температуре 77 К усилитель продемонстрировал хорошие шумовые свойства и широкий динамический диапазон при значительном снижении модуля комплексного входного сопротивления. Последнее ограничивает сферу криогенных применений усилителя измерением образцов с низким импедансом.

Таблица 2. Сравнительные характеристики шумовых параметров усилителей по опубликованным данным и результатам настоящей работы

Шум напряжения*, нВ/Гц ^{1/2}	Шум тока*, пА/Гц ^{1/2}	Частота 1/f шума напряжения, Гц	Частота 1/f шума тока, Гц	Тип транзистора	Количество пар	Ссылка
<i>T</i> = 300 К						
<0.4 / <0.7	6.5 / 3.8	10	100	SSM 2220	3	[14]
0.33	6.9	0.1	10	MAT 02, MAT03	—**	[15]
0.32	7	0.1	—	MAT 02, MAT03	—**	[16]
0.92 / 0.92	1.2 / 1.2	<1	—	SSM 2210	1	[17]
0.33	2.6	<1	30	Параллельно соединенные биполярный и полевой транзисторы	—**	[18]
<i>T</i> = 77 К						
<0.4 / <0.4	9 / 9	20	1000	SSM 2212	1	Данная работа

*Общий / на одну пару. **Нет данных.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FSUN-2023-0007).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Howard R.M. // Proc. 1998 Conf. on Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices, Perth, WA, Australia, P. 179.
- Menolfi C., Huang Q. // IEEE J. Solid-State Circuits. 1997. V. 3. № 7. P. 968.
- Ciofi C., De Marines M., Neri B. // IEEE Trans. 1997. V. IM-46. № 4. P. 789.
- Schurig Th., Drung D., Bechstein S. et al. // Physica C. 2002. V. 378–381. P. 1378.
[https://doi.org/10.1016/S0921-4534\(02\)01724-0](https://doi.org/10.1016/S0921-4534(02)01724-0)
- Neri B., Pellegrini B., Saletti R. // IEEE Trans. 1991. V. IM-40. № 1. P. 2.
- Jones B.K. // Proc. IEE Circuits Devices Syst. 2002. V. 149(1). P. 13.
<https://doi.org/10.1049/ip-cds:20020331>.
- Levinzon F.A. // IEEE Trans. 2008. V. CS-I-55. № 7. P. 1815.
<https://doi.org/10.1109/tcsi.2008.918213>
- Cannata G., Scandurre G., Ciofi C. // Rev. Sci. Instruments. 2009. V. 80. Article No. 114702.
<https://doi.org/10.1063/1.3258197>
- Volkhin D.I., Novikov I.L., Vostretsov A.G. // Proc. 2022 IEEE 23rd Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). Altai. 30 Jun. – 04 Jul. N.Y.: IEEE, 2022. P. 61.
<https://doi.org/10.1109/EDM55285.2022.9855125>
- Pospieszalski M.W. // IEEE Microwave Magaz. 2005. V. 6. № 3. P. 62.
- Volkhin D.I., Novikov I.L., Vostretsov A.G. // Proc. 2021 XV Int. Scientific-Techn. Conf. on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). Novosibirsk. 19–21 Nov. N.Y.: IEEE, 2021. P. 18.
<https://doi.org/10.1109/APEIE52976.2021.9647438>
- Novikov I.L., Vostretsov A.G., Volkhin D.I. // Cryogenics. 2022. V. 127. Article No. 103571.
<https://doi.org/10.1016/j.cryogenics.2022.103571>.
- Mochtenbacher C.D., Connelly J.A. Low-Noise Electronic System Design. N.Y.: Wiley-Interscience, 1993.
- Zhao J., Zhang Y., Y-H. Lee Y-H. et al. // Rev. Sci. Instruments. 2014. V. 85. № 5. Article No. 054707.
<https://doi.org/10.1063/1.4878342>

15. Oukhanski N., Stolz R., Zakosarenko V. et al. // Physica C: Superconductivity. 2002. V. 368. № 1–4. P. 166. [https://doi.org/10.1016/S0921-4534\(01\)01160-1](https://doi.org/10.1016/S0921-4534(01)01160-1)
16. Oukhanski N., Stolz R., Meyer H-G. // J. Physics: Conf. Series. 2006. V. 43. P. 310. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/43/1/310>
17. Drung D. // Rev. Sci. Instruments. 1997. V. 68. P. 4066. <https://doi.org/10.1063/1.1148348>
18. Drung D., Hinnrichs C., Barthelmess H.-J. // Supercond. Sci. Technol. 2006. V. 19. № 5. P. S235. <https://doi.org/10.1088/0953-2048/19/5/S15>

CRYOGENIC BIPOLAR LOW NOISE DC AMPLIFIER FOR LOW FREQUENCY APPLICATIONS

I. L. Novikov, D. I. Vol'khin, A. G. Vostretsov*

Novosibirsk State Technical University, K. Marx avenue 20, Novosibirsk, 630073, Russia

**E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru*

A low-noise bipolar differential dc amplifier was studied at temperatures of 300 and 77 K. It was shown that to ensure the best amplifier performance in terms of noise figure when the operating temperature decreases from 300 to 77 K, it is advisable to use the transistor in the mode of low currents not exceeding 2 mA. It has been established that lowering the operating temperature to 77 K leads to a decrease in the input resistance of the amplifier from a value of several kilohms to 100 Ohms, the dynamic range increases from 80 to 85 dB, and the harmonic coefficient increases from 0.09% to 1%. In addition, lowering the operating temperature to 77 K has a significant effect on the noise properties of the amplifier: the spectral density of voltage noise decreases from 1 to 0.4 nV/Hz^{1/2}, the spectral density of current noise increases from 2.5 to 9 pA/Hz^{1/2}, while also The threshold frequencies of 1/f noise increase: for voltage from (0.1...10) to 20 Hz and for current from (10...100) to 1000 Hz. The possibility of using an amplifier for low-temperature measurements of samples with low input resistance is substantiated.

Keywords: low noise bipolar DC differential amplifier, voltage noise spectral density, current noise spectral density, low temperature measurements